

Claudio Schmitz

**PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE MOTORES BLDC DE ÍMÃS
PERMANENTES SUPERFICIAIS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Coorientador: Prof. Renato Carlson, Dr.

Florianópolis
2017

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor através do Programa de
Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Schmitz, Claudio

Projeto e otimização de motores BLDC de ímãs permanentes
superficiais / Claudio Schmitz ; orientador, Nelson
Sadowski ; coorientador, Renato Carlson. - Florianópolis,
SC, 2017.

151 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. motor BLDC. 3. motor
síncrono. 4. ímã permanente. 5. otimização. I. Sadowski,
Nelson. II. Carlson, Renato. III. Universidade Federal de
Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica. IV. Título.

Claudio Schmitz

PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE MOTORES BLDC DE ÍMÃS PERMANENTES SUPERFICIAIS

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 11 de janeiro de 2017.

Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Orientador

Prof. Renato Carlson, Dr.
Coorientador

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Presidente

Eng. Sebastião Lauro Nau, Dr.
WEG

Prof. Laurent Didier Bernard, Dr.
UFSC

Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.
UFSC

Prof. Jean Viane Leite, Dr.
UFSC

AGRADECIMENTOS

À UFSC e ao GRUCAD, por proporcionarem um ensino gratuito e de qualidade indiscutível.

À minha família pelo constante incentivo: aos meus pais por terem me dado a orientação necessária na minha vida e ao meu irmão que pra mim sempre serviu de exemplo além de ser um grande amigo.

Ao meu orientador Nelson Sadowski, pela confiança depositada em mim desde o início do curso. Pelo apoio, incentivo, interesse e atenção durante o desenvolvimento deste trabalho. Igualmente ao meu coorientador Renato Carlson pela disponibilidade em tempo integral para também me orientar e pelo desenvolvimento que pode me proporcionar, o que foi necessário para que eu pudesse desenvolver adequadamente esse trabalho, e também vários outros.

Aos meus colegas Thiago Bazzo e José Fabio Kolzer por toda a ajuda durante o decorrer do trabalho. Também aos colegas do GRUCAD com que tive mais convivência: Ericson, Juliano, Fábio, Daniel, Bruno W., Bruno A., Ricardo e Carlos.

Aos demais professores do GRUCAD, Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Prof. Walter Pereira Carpes Jr., Prof. Nelson Jhoe Batistela, Prof. Patrick Kuo-Peng, Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz e Prof. Jean Viane Leite, sempre dispostos e cordiais, pelos conhecimentos transmitidos.

A todas as pessoas que de uma forma ou de outra colaboraram para que este trabalho fosse possível. Muito obrigado!

*“A educação é o nosso passaporte para o futuro, pois o amanhã
pertence às pessoas que se preparam hoje”*
Al Hajj Malik Al-Shabazz (Malcom X), 1963

RESUMO

O presente trabalho aborda o projeto de motores síncronos com ímãs permanentes, em específico os motores de corrente contínua sem escovas (BLDC). Os motores de ímãs permanentes, se comparados aos de indução, são de melhor desempenho, o que justifica as suas utilizações. Com a preocupação de se obter um projeto competitivo no mercado, a técnica de otimização também é abordada nas etapas de projeto. É realizado o projeto de um motor de pequeno porte o qual é otimizado considerando o modelo térmico. Para verificar a eficácia do método e validar os resultados, os dados de saída da otimização são validados pelo método dos elementos finitos. Aspectos como combinação do número de ranhuras e polos, esquema de bobinagem, harmônicas, perdas, indutâncias e influência da comutação no torque também são abordados, o que permite realizar uma melhor análise do projeto para que soluções mais eficientes, econômicas e sustentáveis possam ser propostas.

Palavras-chave: motor BLDC, motor síncrono, ímã permanente, otimização.

ABSTRACT

This work discusses the design of permanent magnet synchronous motors, in particular the brushless direct current motors (BLDC). Permanent magnet motors when compared to induction motors present better performance justifying their use. In order to obtain a competitive design, an optimization technique is also discussed. The design of a small motor is optimized considering the thermal model. Finite Element simulations are performed to verify the effectiveness of the design methodology and validate the optimization procedure. Aspects such as combinations of slots and poles numbers, winding scheme, harmonics, losses, inductances and influence of switching in torque are also discussed allowing a better design for more efficient, economic and sustainable solutions.

Keywords: BLDC motor, synchronous motor, permanent magnet, optimization.

LISTA DE CONVENCÕES, SÍMBOLOS E ABREVIACÕES

Símbolo	Nome	Unidade
a	Número de caminhos paralelos	-
A	Densidade linear de corrente, carregamento elétrico	A/m
A_{b_troc}	Área bruta de troca de calor	m ²
A_g	Área do entreferro	m ²
A_M	Área do ímã	m ²
A_{pass}	Área de passagem	m ²
a_q	Valor inteiro do número de ranhuras por polo e por fase	-
B_g	Indução no entreferro	T
B_n	Indução normal, carregamento magnético	T
b_q	Numerador do número de ranhuras por polo e por fase	-
B_r	Indução residual do ímã	T
B_{ry}	Indução na coroa do rotor	T
B_{st}	Indução no dente do estator	T
B_{sy}	Indução na coroa do estator	T
BH_{max}	Produto energético máximo	J
c_M	Diferença entre o passo do ímã com o passo de ranhura	°
d_{ale}	Distância entre aletas	m
d_M	Ângulo de espaçamento entre ímãs	°
D	Razão cíclica	-

D_c	Diâmetro do condutor	m
D_{cmin}	Diâmetro do condutor mínimo	mm
D_{end}	Diâmetro de cabeça de bobina	m
D_{hid}	Diâmetro hidráulico	m
D_r	Diâmetro do rotor	m
D_{ri}	Diâmetro interno do rotor	m
D_{si}	Diâmetro interno do estator	m
D_{sa}	Diâmetro do começo de ranhura	m
D_{sb}	Diâmetro do fim de ranhura	m
D_{se}	Diâmetro externo do estator	m
e	Tensão induzida através da variação do fluxo dos ímãs nos enrolamentos	V
e_{ic}	Espessura do isolante da coroa	m
e_{id}	Espessura do isolante do dente	m
e_{car}	Espessura da carcaça	m
e_{cart}	Espessura da carcaça com o espaçamento do estator	m
E	Tensão induzida de linha através da variação do fluxo dos ímãs nos enrolamentos	V
E_{ph}	Tensão induzida na fase através da variação do fluxo dos ímãs nos enrolamentos	V
f	Frequência	Hz
F_c	Fator de forma, coeficiente de relação com a onda senoidal	-
F_{demag}	FMM de desmagnetização aceitável pelos ímãs	Ae
f_{LKG}	Fator de dispersão do fluxo do ímã	-

F_{LRY}	FMM de rotor bloqueado na ligação estrela	Ae
FMM_A	Força magnetomotriz gerada pela fase A	Ae
F_{mv}	Amplitude da FMM de cada harmônica gerada pelos enrolamentos	Ae
F_{mv_n}	Fmv normalizada para a Fmv fundamental	Ae
F_{mv_0}	Fmv fundamental	-
F_{mv}^+	Onda rotacionando no sentido positivo	Ae
F_{mv}^-	Onda rotacionando no sentido negativo	Ae
g	Entreferro mecânico	m
g''	Entreferro efetivo	m
GMD	Distância geométrica média	m
h_{ale}	Altura das aletas	m
h_{conv}	Coeficiente de convecção	W/m/K
h_M	Beiral no ímã	m
H_a	Largura do começo de ranhura	m
H_b	Largura do fim de ranhura	m
H_c	Campo aplicado para se obter indução residual no ímã zero	A/m
H_r	Altura da ranhura	m
H_{ry}	Altura da coroa do rotor	m
H_s	Altura da sapata do dente	m
H_{sy}	Altura da coroa do estator	m
I	Corrente nos enrolamentos da máquina	A
\hat{i}	Corrente de alimentação	A

I_{demag}	Corrente de desmagnetização aceitável pelos ímãs	A
I_{LRY}	Corrente de rotor bloqueado na ligação estrela	A
i_{nc}	Inclinação dos ímãs em passo de ranhura	-
I_{nom}	Corrente nominal	A
J	Densidade de corrente	A/mm ²
k_c	Coeficiente de perdas por correntes parasitas	-
k_{cs}	Fator de Carter	-
k_d	Fator de distribuição	-
k_e	Coeficiente de perdas excedentes	-
k_E	Constante de tensão da máquina	V.s/rad
k_h	Coeficiente de perdas por histerese	
k_i	Fator de inclinação	-
k_l	Coeficiente de tolerância	-
k_p	Fator de encurtamento do passo de bobina	-
k_r	Fator de enchimento de ranhura	-
k_T	Constante de torque da máquina	Nm/A
k_w	Fator de bobinagem	-
k_z	Constante de ligação	-
l_c	Comprimento dos condutores	m
$l_{m_{ale}}$	Largura média das aletas	m
L_{ale}	Comprimento das aletas no sentido longitudinal	m
L_{ds}	Indutância de dispersão de ranhura	H
L_{end}	Indutância de dispersão de cabeça de bobina	H

L_g	Indutância própria de entreferro	H
L_M	Espessura do ímã	m
L_{STK}	Comprimento do pacote	m
M_{ds}	Indutância mútua de dispersão de ranhura	H
M_g	Indutância mútua de entreferro	H
n	Denominador do número de ranhuras por polo e por fase	-
N_{ale}	Número de aletas	-
N_{cam}	Número de camadas	-
N_r	Número de ranhuras do estator	-
N_{ph}	Número de espiras por fase	-
N_u	Número de Nusselt	-
m	Número de fase	-
p	Número de pares de polos	-
P_a	Passos de chaveamento de fases	-
P_{b_troca}	Perímetro bruto de troca de calor	m
P_{em}	Potência eletromagnética da máquina	W
P_{cu}	Perda por efeito Joule no cobre do modelo térmico	W
P_{fe_den}	Perda no ferro no dente do estator do modelo térmico	W
P_{fe_co}	Perda no ferro na coroa do estator do modelo térmico	W
P_{fst}	Perda no ferro no dente do estator	W
P_{fsy}	Perda no ferro na coroa do estator	W
P_j	Perda Joule	W

P_{nom}	Potência nominal	W
PC	Coeficiente de permeância	-
P_r	Número de Prandtl	-
P_s	Coeficiente de Permeância	-
q	Número de ranhuras por polo e por fase	-
r_g	Raio médio do entreferro	m
r_M	Raio efetivo do ímã	m
R_e	Número de Reynolds	-
R_{ph}	Resistência de fase dos enrolamentos	Ω
R_{bob}	Resistência térmica da bobina	K/W
R_{ic}	Resistência térmica do isolante do dente	K/W
R_{id}	Resistência térmica do isolante do dente	K/W
R_{dent}	Resistência térmica do dente	K/W
R_{cor}	Resistência térmica da coroa	K/W
R_{corcar}	Resistência térmica de contato entre coroa e carcaça	K/W
R_{car}	Resistência térmica da carcaça	K/W
R_{conv}	Resistência térmica de convecção	K/W
r_W	Raio médio da ranhura	m
S	Passo de enrolamento	-
S_{max}	Passo máximo de enrolamento	-
S_{ran}	Área da ranhura	m
T	Torque eletromagnético	Nm
T_{amb}	Temperatura ambiente	°C

T_{bob}	Temperatura no centro das bobinas	°C
T_{cm}	Período de comutação	°C
t_f	Tempo de comutação	s
tt	Intervalo de tempo	s
TRV	Torque por volume do rotor	Nm/m ³
T_t	Altura do bico da sapata do dente	m
V_A	Tensão gerada em cada componente harmônico na fase A	V
V_{cu}	Volume de cobre	m ³
V_m	Volume dos ímãs	m ³
V_{ry}	Volume de ferro no rotor	m ³
V_S	Tensão de barramento	V
V_{st}	Volume de ferro no dente do estator	m ³
V_{sy}	Volume de ferro na coroa do estator	m ³
W_t	Largura dos dentes	m
V_v	Velocidade do vento	m/s
W_s	Largura da sapata do dente	m
W_0	Largura da abertura de ranhura	m
W_{0max}	Largura máxima da abertura de ranhura	m
Z	Condutores em toda a máquina	-
Z_{ran}	Condutores na ranhura	-
α_B	Relação entre passo do ímã e passo polar	-
α_{end}	Abertura da cabeça de bobina	-
α_s	Ângulo da sapata do dente	°

β_M	Passo do ímã	rad
σ_p	Passo polar	rad
σ_r	Passo de ranhura	rad
σ_{tan}	Tensão tangencial	Pa
ω_e	Frequência angular elétrica	rad/s
ω_m	Rotação mecânica	rad/s
ω_0	Rotação a vazio	rad/s
Δ_t	Passo de tempo	s
Δ_T	Variação do torque	Nm
δ	Ordem harmônica	-
ν	Harmônica	-
ν_n	Harmônica com periodicidade	-
μ_{rec}	Permeabilidade de recuo	H/m
η	Rendimento	-
η_x	Defasagem entre fases em número de ranhuras	-
η_y	Fator de defasagem entre fases	-
γ	Comprimento da área polar	m
φ_c	Distância entre os lados da bobina	m
τ	Duração do impulso	s
τ_r	Comprimento da área de ranhura na altura do diâmetro interno do estator	m
Φ	Fluxo enlaçado pelos enrolamentos	Wb
Φ_g	Fluxo máximo por polo no entreferro	Wb
$\Phi_{g\theta}$	Fluxo que começa a variação faixa de ângulo θ_M	Wb

Φ_{gmax}	Fluxo máximo no entreferro enlaçado pelos enrolamentos	Wb
Φ_M	Enlace de fluxo máximo	Wb
θ	Posição angular do rotor	rad
θ_M	Ângulo em que dois ímãs geram variação de fluxo no dente	°

Símbolo	Nome	Valor	Unidade
C_p	Calor específico do ar	1013,5	J/kg/K
σ_c	Condutividade do cobre	$5,81 \cdot 10^7$	S/m
γ_{ar}	Massa específica do ar	1,13	kg/m ³
γ_{cu}	Massa específica do cobre	8920	kg/m ³
γ_{fe}	Massa específica do ferro	7650	kg/m ³
γ_m	Massa específica do ímã	7600	kg/m ³
μ_0	Permeabilidade do ar	$4\pi \cdot 10^{-7}$	H/m
λ_{bob}	Coeficiente térmico da bobina	0,8	W/m/K
λ_{isol}	Coeficiente térmico do isolante	0,27	W/m/K
λ_{fer}	Coeficiente térmico do ferro	28-32	W/m/K
λ_{corcar}	Coeficiente térmico de contato entre coroa e carcaça	1,5	W/m/K
λ_{car}	Coeficiente térmico da carcaça	165	W/m/K
λ_{ar}	Coeficiente térmico do ar	0,0264	W/m/K
μ_{ar}	Viscosidade dinâmica do ar	$1,89 \cdot 10^{-5}$	Pa.s
h_{conv_nat}	Coeficiente de convecção natural	10	W/m ² /K

Abreviação	Descrição
BLAC	Motor sem escovas de corrente alternada
BLDC	Motor sem escovas de corrente contínua
FEM	Força eletromotriz
FMM	Força magnetomotriz
PWM	Modulação por largura de pulso
2D	Duas dimensões (x,y)
3D	Três dimensões (x,y,z)
MEF	Método dos elementos finitos

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1: Introdução.....	1
1.1 Posicionamento do problema e motivação da pesquisa....	1
1.2 Proposta de dissertação e objetivos.....	1
1.3 Organização do trabalho.....	2
CAPÍTULO 2: Motor de Ímãs Permanentes Sem Escovas.....	5
2.1 Ímãs Permanentes	6
2.2 Motores com rotor interno.....	7
2.3 Motores com rotor externo.....	9
2.3.1 Motores BLDC para tração veicular	9
2.3.2 Conversores de motores BLDC para tração veicular.....	10
2.4 Motores BLDC.....	10
CAPÍTULO 3: Escolhas Iniciais de Projeto de um Motor BLDC... 	15
3.1 Número de ranhura do estator e número de polos.....	15
3.2 Característica do conversor.....	18
CAPÍTULO 4: Modelo de Dimensionamento de um Motor BLDC com Rotor Interno	21
4.1 Diâmetro externo do rotor.....	21
4.2 Diâmetro interno do estator	22
4.3 Passo polar e de ranhura.....	23
4.4 Induções da máquina	24

4.5	Constantes de tensão k_E e de torque k_T	25
4.6	Número de espiras por fase	25
4.6.1	Variação do fluxo triangular	26
4.6.2	Variação do fluxo trapezoidal	26
4.7	Dimensionamento dos condutores e da área da ranhura	28
4.8	Dimensionamento do núcleo ferromagnético	29
4.8.1	Diâmetro interno do rotor	30
4.8.2	Dente do estator	30
4.8.3	Ranhura do estator	32
4.8.4	Diâmetro externo do estator	32
4.9	Exemplo de dimensionamento	33
CAPÍTULO 5: Determinação dos Parâmetros do Motor		37
5.1	Bobinagem do motor e FMM resultante	37
5.1.1	Determinação das harmônicas presentes no enrolamento	38
5.1.2	Determinação das amplitudes das FMM das harmônicas	38
5.1.3	Fator de bobinagem	39
5.1.4	FMM gerada pelos enrolamentos	40
5.2	Fator de Carter	42
5.3	Cálculo das indutâncias	43
5.3.1	Indutância própria de entreferro	44
5.3.2	Indutância mútua de entreferro	44
5.3.3	Indutância de dispersão de ranhura	44

5.3.4 Indutância mútua de dispersão de ranhura	46
5.3.5 Indutância de dispersão de cabeça de bobina.....	46
5.3.6 Indutância síncrona.....	47
5.4 Resistência dos enrolamentos	47
5.5 Cálculo da massa e do volume	48
5.5.1 Cálculo do volume de ferro.....	48
5.5.2 Cálculo do volume de cobre e ímãs	48
5.5.3 Cálculo de peso	49
5.6 Cálculo das perdas	49
5.6.1 Cálculo das perdas Joule	49
5.6.2 Cálculo das perdas no ferro.....	49
5.6.3 Cálculo do rendimento	51
5.7 Corrente de desmagnetização	51
5.8 Exemplo de dimensionamento	52
 CAPÍTULO 6: Sistema de Otimização de um Motor BLDC com Rotor Interno	 57
6.1 Rede equivalente de relutâncias.....	57
6.2 Otimização do motor BLDC	59
6.3 Modelo Térmico.....	61
6.3.1 Cálculo das resistências térmicas	62
6.3.2 Cálculo do coeficiente de convecção.....	64
6.3.3 Cálculo das perdas do modelo térmico	66
6.3.4 Software ThermoTool.....	66
6.4 Exemplo de otimização.....	67

CAPÍTULO 7: Comparação com o método dos elementos finitos	75
7.1 Método dos elementos finitos	75
7.1.1 Pré-Processamento	76
7.1.2 Processamento	78
7.1.3 Pós-Processamento	79
7.1.4 Perdas no ferro através do método de elementos finitos	79
7.2 Comparação dos resultados de projeto do motor BLDC com o método dos elementos finitos	80
7.2.1 Simulação sem corrente nos enrolamentos	80
7.2.2 Simulação com corrente nominal	82
7.2.3 Simulação sem ímãs e com corrente nominal na fase A.	84
7.2.4 Comparação do modelo térmico	87
CAPÍTULO 8: Chaveamento de um motor BLDC	91
8.1 Chaveamento do motor BLDC	91
8.1.1 Sequência de comutação	92
8.1.2 Casos de comutação	94
8.1.3 Análise da comutação	97
8.2 Modelo dinâmico	100
8.2.1 Curva de torque por rotação	102
8.2.2 Acionamento do motor BLDC	103
8.2.3 Casos de comutação no modelo dinâmico	105
CAPÍTULO 9: Conclusões	109

Referências	111
 APÊNDICE A1: Metodologia de bobinagem para motores trifásicos	 113
A.1.1 Metodologia	113
A.1.2 Exemplo.....	115
APÊNDICE A2: Metodologia para determinar indutância mútua de entreferro levando em consideração o esquema de bobinagem....	118
A.2.1 Organização dos pontos de ligação.....	118
A.2.2 Ângulo de entrelaçamento entre bobinas.....	120
A.2.3 Indutância mútua de entreferro.....	121
APÊNDICE A3: Projeto de motores BLDC com rotor externo.....	122
A.3.1 Dimensionamento.....	124
A.3.1.1 Diâmetro interno do rotor.....	124
A.3.1.2 Diâmetro externo do estator	124
A.3.1.3 Passo polar e de ranhura.....	124
A.3.1.4 Indução no entreferro.....	124
A.3.1.5 Constantes k_E e k_T	125
A.3.1.6 Número de espiras por fase	125
A.3.1.7 Dimensionamento dos condutores e área da ranhura	125
A.3.1.8 Diâmetro externo do rotor	126
A.3.1.9 Dentes do estator.....	126
A.3.1.10 Ranhuras do estator.....	126
A.3.1.11 Diâmetro interno do estator	126

A.3.2 Validação dos resultados.....	127
APÊNDICE A4: Modelo semi-analítico de dimensionamento do motor BLDC com rotor interno.	130
APÊNDICE A5: Projeto do motor do exemplo de otimização com a constante k_E otimizada para o ponto de operação de 0,7 Nm e 3000 rpm.	145
A.5.1 Otimização.....	145
A.5.2 Comparação dos resultados.....	149

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Posicionamento do problema e motivação da pesquisa

Por envolver aspectos técnicos e econômicos, diversas soluções teóricas podem ser encontradas para o projeto de um motor elétrico. Com a competitividade do mercado em busca de projetos cada vez mais eficientes e com menores custos, a solução ótima de um projeto deve ser explorada. Para isso, modelos e técnicas de otimização vem sendo desenvolvidas e aprimoradas, onde o avanço computacional permite a solução de sistemas cada vez mais complexos.

Projeto de máquinas elétricas é um assunto largamente abordado e existem inúmeras ferramentas e métodos consolidados que permitem o seu dimensionamento. Porém, a compreensão do seu funcionamento e dos fenômenos físicos associados é necessária para que soluções mais eficientes, econômicas e sustentáveis possam ser propostas.

Os motores de ímãs permanentes se comparados aos motores de indução na mesma carcaça e com o mesmo sistema de resfriamento, apresentam melhor rendimento e fator de potência. Para uma mesma potência útil, estes motores são mais compactos, apresentando maior relação de potência por volume de material ativo. O ruído magnético também é menor, especialmente comparado ao motor de indução alimentado por conversor de frequência. Todas estas vantagens tornam atrativa a utilização desse tipo de motor.

1.2 Proposta de dissertação e objetivos

Neste trabalho é proposto o estudo e a otimização de um motor de ímãs permanentes de corrente contínua (BLDC, *Brushless Direct Current*) de pequeno porte, com carcaça aletada e com os enrolamentos concentrados. Os objetivos gerais desta dissertação são:

1. Abordar os aspectos relativos ao projeto de um motor elétrico, partindo das equações do eletromagnetismo para realizar o dimensionamento da máquina. Incluem-se nesta etapa os projetos elétrico, magnético e dimensionais do núcleo ferromagnético;
2. Apresentar o projeto térmico da máquina elétrica;
3. Abordar aspectos complementares como: combinação entre número de ranhuras e polos, esquema de bobinagem, harmônicas, perdas, indutâncias (e seu impacto no torque devido ao efeito de comutação) e rendimento do motor.

Os objetivos específicos são:

1. Desenvolver uma metodologia de projeto para motor BLDC;
2. Otimizar um motor de pequeno porte com o uso de uma ferramenta de otimização considerando o efeito térmico;
3. Validar os resultados através de simulações utilizando o método de elementos finitos.

1.3 Organização do trabalho

Esta dissertação está dividida em nove capítulos. No capítulo 2 são apresentadas as características dos ímãs permanentes, as topologias de motores síncronos com ímãs permanentes e o conceito básico de funcionamento de um motor BLDC.

No capítulo 3 são abordadas as escolhas iniciais de um projeto, assim como a combinação de ranhuras e polos e características do conversor.

No capítulo 4 é apresentado o projeto magnético, elétrico e dimensionais do núcleo ferromagnético do motor BLDC.

No capítulo 5, os aspectos complementares são abordados, onde os parâmetros do motor são obtidos.

No capítulo 6 é apresentado o processo de otimização de um motor BLDC sendo considerado o modelo térmico.

No capítulo 7 é apresentado a comparação dos resultados com o método de elementos finitos em duas dimensões (2D).

No capítulo 8 é realizado uma fundamentação teórica da comutação de um motor BLDC e através do modelo dinâmico é verificado como o valor das indutâncias podem afetar a curva torque *versus* velocidade.

No capítulo 9, o trabalho é finalizado com a apresentação das conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

Motor de Ímãs Permanentes Sem Escovas

Neste capítulo serão abordadas as diferentes configurações do motor de ímãs permanentes sem escovas e também o funcionamento básico dos motores BLDC, o que permitirá uma melhor compreensão do projeto. Além disso, o estudo dos ímãs permanentes também será abordado.

Esses tipos de máquinas síncronas não possuem escovas por utilizarem ímãs permanentes no rotor e podem ser classificados como motor BLDC ou motor sem escovas de corrente alternada (BLAC, *Brushless Alternate Current*).

A forma construtiva dos motores BLDC e BLAC é similar, o que os diferencia é que o motor BLDC é operado com correntes contínuas retangulares e possui enrolamento concentrado, gerando uma força eletromotriz (FEM) trapezoidal, enquanto o motor BLAC é operado com correntes senoidais e possui um enrolamento distribuído ou concentrado gerando uma FEM senoidal. Ambos os tipos de motores não podem ser conectados diretamente à rede de alimentação e necessitam de um conversor. Suas principais características são apresentadas na tabela 2. 1.

Tabela 2. 1 - Principais características dos motores BLDC e BLAC.

BLDC	BLAC
Não funciona ligado diretamente à rede	
O controle necessita da informação sobre a posição do rotor para alimentar as fases do estator	
O fluxo do rotor é constante e gerado pelos ímãs permanentes	
Requer pouca manutenção	
As fases são chaveadas sequencialmente	As fases tem alimentação senoidal
Possui enrolamentos concentrados	Possui enrolamentos distribuídos ou concentrados
As formas de onda da FEM e das correntes do estator devem ser idealmente trapezoidais	As formas de onda da FEM e das correntes do estator devem ser idealmente senoidais
Controle mais simples, apenas com chaveamento sequencial	Controle mais complexo, com modulação por largura de pulso (PWM)

Em um motor de ímãs permanentes sem escovas o número de polos do motor está diretamente ligado ao número de ímãs no rotor, onde os ímãs podem ser dispostos em diferentes configurações.

2.1 Ímãs Permanentes

Em um motor de ímãs permanente sem escovas o fluxo no entreferro é fixo pelos ímãs, e pode ser considerado um dos parâmetros mais importante da máquina.

BASTOS e SADOWSKI [4] definem um ímã permanente como um material magnético duro com permeabilidade próxima a do ar, considerado como uma fonte de fluxo com o campo magnético podendo ser calculado através de um circuito magnético análogo a um circuito elétrico simples.

As características de um ímã podem ser explicadas utilizando as equações de Maxwell. Obedecendo a lei de Ampère, um ímã é definido pela sua curva no segundo quadrante, onde o campo interno e o campo externo do ímã tem sentidos opostos, resultando em corrente nula. No entanto, obedecendo a lei de Gauss do magnetismo, há conservação de fluxo, fazendo com que no ímã a indução e o campo magnético tenham sentidos opostos, resultando em uma permeabilidade negativa.

A curva característica do ímã, conforme figura 2. 1, pode nos indicar:

- Indução remanente (B_r), é a densidade de fluxo magnético correspondente à intensidade de campo magnético zero;
- Campo coercitivo (H_c), é a intensidade de campo reverso que faz com que a densidade de fluxo no ímã caia a zero;
- Permeabilidade de recuo (μ_{rec}), que é o valor da permeabilidade relativa do ímã, ou seja, Δ_B/Δ_H no ponto da curva de desmagnetização do ímã que intercepta o eixo das ordenadas;
- Produto energético máximo (BH_{max}), é o produto energético do ímã em seu ponto ótimo de utilização.

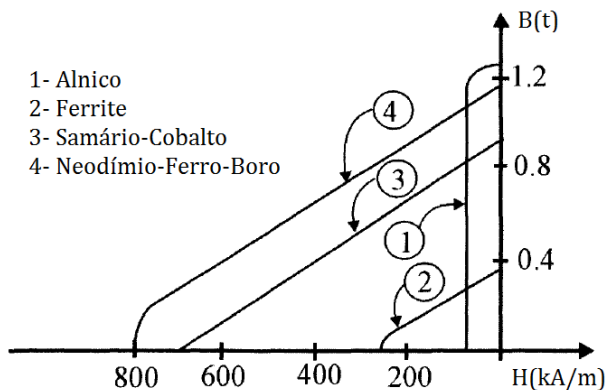


Figura 2. 1 – Curva característica dos principais tipos de ímãs [4].

A curva de magnetização intrínseca demonstra como o ímã se comporta quando está sujeito à magnetização de um campo externo. Em ímãs permanentes é desejado um elevado valor de campo coercitivo para evitar desmagnetização e uma elevada indução remanente para permitir a criação de campos elevados no circuito magnético no qual o ímã está inserido.

2.2 Motores com rotor interno

O motor com o rotor interno tem a configuração similar ao motor de indução convencional. A principal vantagem é a alta relação entre torque e inércia e a maior facilidade de refrigeração do estator, enquanto a fixação dos ímãs deve ser cuidadosamente tratada quando o motor é submetido a altas rotações.

Essa configuração permite algumas disposições do ímã no rotor, conforme pode ser observado na figura 2. 2.

HENDERSHOT e MILLER [1] apresentam quatro tipos de configurações com ímãs na superfície, conforme figura 2. 2(a)-(d). A figura 2. 2(a) apresenta o ímã na superfície e com magnetização radial. A figura 2. 2(b) é similar a figura 2. 2(a), exceto que apresenta magnetização paralela; e a figura 2. 2(c), além da magnetização paralela, apresenta um fundo liso, e é geralmente chamada de “pão de forma” devido ao seu formato. Na figura 2. 2(d) o ímã depois de sinterizado é montado no rotor e magnetizado,

formando um bloco sólido de ímã no rotor. A figura 2. 2(e) apresenta a configuração *spoke*, que possui as vantagens de concentração de fluxo e de possuir a área do ímã maior que a área de face do rotor; a desvantagem é que para não haver dispersão do fluxo pelo eixo e pela sapata da ranhura do ímã, esses devem ser fabricados de materiais não magnéticos. A figura 2.2(f) apresenta a configuração de ímãs enterrados, que possui a vantagem de permitir que o motor seja operado em maiores rotações e a desvantagem de possuir a área do ímã menor que a área de face do rotor.

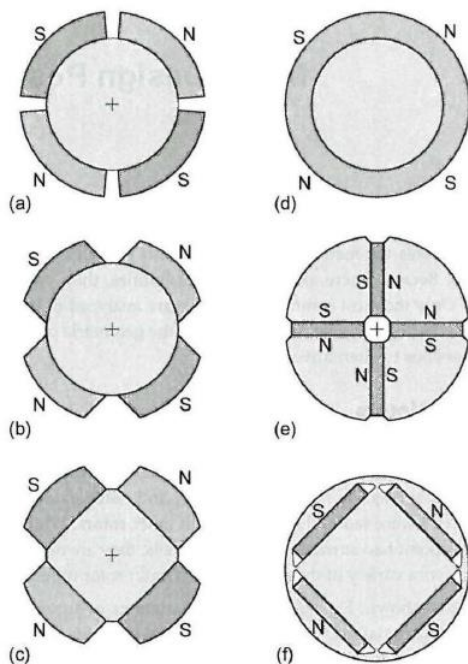


Figura 2. 2 – Disposições dos ímãs no rotor na configuração de rotor interno [2].

Ímãs na superfície podem ser magnetizados após a montagem, mas estão mais sujeitos à desmagnetização por correntes desmagnetizantes na armadura. Ímãs colocados no

interior do rotor geralmente devem ser magnetizados antes da montagem, porém ficam mais protegidos contra os efeitos de correntes desmagnetizantes e da força centrífuga. Outra característica dos ímãs internos é que existe a presença do torque de relutância, que se soma ao torque eletromagnético do motor.

HENDERSHOT e MILLER [1] citam que motores com ímãs na superfície possuem tipicamente um coeficiente de dispersão entre 0,8 e 0,9, enquanto os motores com ímãs internos possuem um coeficiente de dispersão entre 0,9 e 1, devido à concentração do fluxo da configuração, o que permite que motores com ímãs internos utilizem ímãs mais fracos, como os de Ferrite.

2.3 Motores com rotor externo

Nesta configuração, o rotor que é externo consiste em um copo com os ímãs colados na superfície interna. Nesse caso, o balanceamento do rotor é crítico devido à grande massa que se encontra em rotação, porém possui a vantagem de ser possível utilizar apenas um mancal e um rolamento para suportar o rotor.

A inércia relativamente alta do rotor é útil em aplicações como em ventiladores, porém a crescente utilização dessa configuração é a de tração veicular.

2.3.1 Motores BLDC para tração veicular

JIANG, XIA *et al.* [14] apresentam que o motor BLDC para a aplicação de tração veicular se comparado ao motor BLDC convencional deve apresentar as seguintes características:

- Elevado número de polos, onde dois polos adjacentes formam um par de polos de modo que os caminhos do fluxo magnético de diferentes pares de polos são independentes. Esta característica permite reduzir a coroa ferromagnética, resultando na redução de volume e peso;
- Preferencialmente com enrolamentos concentrados com o passo de bobina igual ao passo de ranhura, onde não há cabeça de bobina, reduzindo volume e

peso;

- Número fracionário de ranhuras por polo e por fase, onde a força magnética entre estator e rotor é uniforme em qualquer posição, eliminando o *cogging* torque;

2.3.2 Conversores de motores BLDC para tração veicular

CHAU, CHAN *et al.* [15] descrevem que o conversor para a aplicação de tração veicular deve possuir as seguintes características:

- Alta densidade de torque e potência;
- Ampla faixa de velocidade;
- Alta eficiência sobre amplas faixas de torque e velocidade;
- Ampla capacidade de operação em potência constante;
- Alta capacidade de sobrecargas intermitentes;
- Boa regulação da tensão em grandes velocidades.
- Baixo nível de ruído acústico;
- Alta confiabilidade e robustez;
- Custo razoável.

2.4 Motores BLDC

A análise básica de funcionamento do motor BLDC pode ser feita observando a equação da potência eletromagnética, equação (2.1). A corrente (i) é chaveada por um conversor.

A força eletromotriz (e) é induzida em uma fase através da variação do fluxo dos ímãs nos enrolamentos, e pode ser descrita conforme (2.2) e (2.3), a partir do fluxo (Φ), do número de espiras por fase (N_{ph}) e da rotação mecânica (ω_m).

$$P_{em}(t) = T(t) \omega_m(t) = \sum_{j=1}^m e_j(t) i_j(t) \quad (2.1)$$

$$e(t) = N_{ph} \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.2)$$

$$e(\theta) = N_{ph} \omega_m \frac{d\Phi(\theta)}{d\theta} \quad (2.3)$$

Em um motor BLDC, o chaveamento das correntes nos enrolamentos ocorre sequencialmente com uma comutação a cada 60 graus elétricos. Em um motor trifásico com ligação estrela, conforme figura 2. 3, apenas duas fases estão conduzindo corrente simultaneamente, sendo que os diagramas apresentados na figura 2. 4 descrevem o comportamento elétrico ideal da máquina.

Em velocidade constante, a equação de potência da máquina em ligação estrela pode ser descrita conforme (2.4), onde E_{ph} e I são, respectivamente, a tensão de fase e a corrente nos enrolamentos da máquina.

$$P_{em} = 2E_{ph}I \quad (2.4)$$

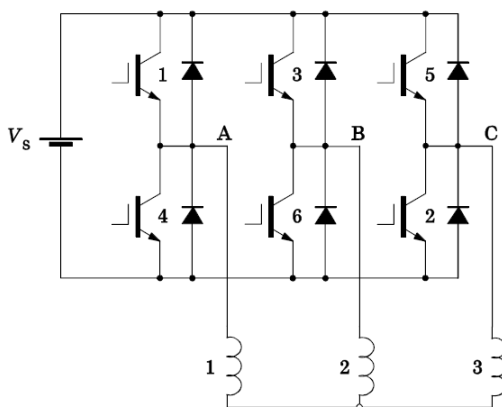


Figura 2. 3 – Circuito de conexão estrela do motor BLDC alimentado por um conversor [1].

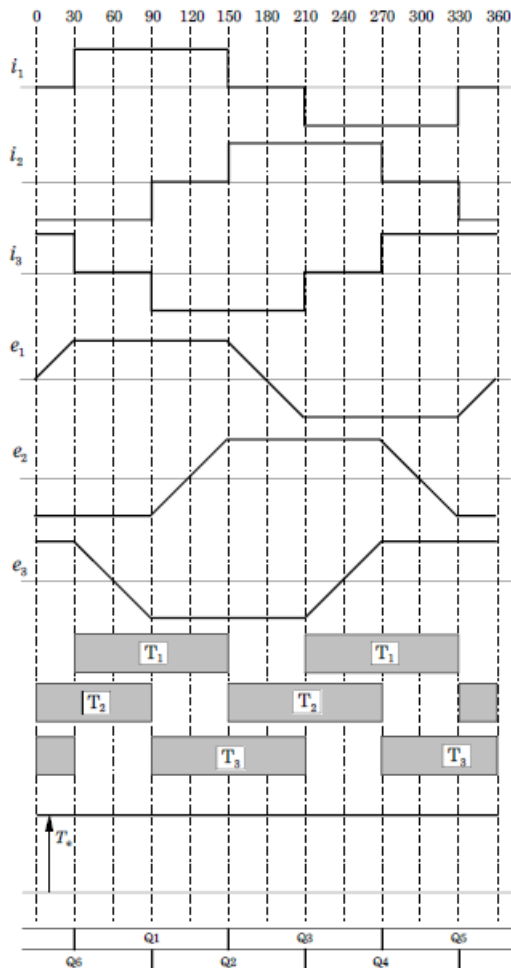


Figura 2. 4 – Formas de ondas ideais para as correntes, tensões, torque por fase e o torque resultante do motor [1].

A variação do fluxo em função da rotação mecânica em um motor BLDC de polos não salientes é determinada por (2.5), onde Φ_M é o enlace de fluxo máximo obtido de (2.6), onde B_g é a indução no entreferro, D_r é o diâmetro do rotor, p é o número de pares de polos e L_{STK} é o comprimento do pacote de chapas.

$$\frac{d \Phi(\theta)}{d \theta} = \frac{\Phi(f)}{\theta(f)} - \frac{\Phi(i)}{\theta(i)} = \frac{2 p \Phi_M}{\pi} \quad (2.5)$$

$$\Phi_M = B_g \frac{\pi D_r L_{STK}}{2 p} \quad (2.6)$$

Utilizando (2.3), (2.5) e (2.6), a tensão induzida em uma fase pode ser descrita conforme:

$$E_{ph} = N_{ph} B_g \omega_m D_r L_{STK} \quad (2.7)$$

CAPÍTULO 3

Escolhas Iniciais de Projeto de um Motor BLDC

Neste capítulo são apresentados os parâmetros de entrada que são necessários para definir algumas características importantes do motor BLDC, dentre elas:

- Número de ranhuras do estator;
- Número de polos;
- Características do conversor.

Por ser uma questão comercial, relacionada ao custo e à aplicação, a escolha do ímã permanente não será abordada neste trabalho.

A configuração da máquina também não será abordada neste trabalho, pois depende da aplicação, onde se busca maior desempenho e menor custo.

3.1 Número de ranhuras do estator e número de polos

SKAAR, KROVEL *et al.* [5] definem que a escolha do número de ranhuras do estator e do número de polos deve ser feita de forma a maximizar o fator de bobinagem (k_w) para a onda fundamental, onde é possível obter um maior aproveitamento dos condutores da máquina.

Diferente do motor de indução, a escolha do número de polos para um motor BLDC ou BLAC não depende exclusivamente da rotação. A combinação entre número de ranhuras do estator (N_r) e do número de pares de polos (p) deve ser um compromisso entre:

- Baixa frequência de comutação;
- Custo e facilidade de fabricação;
- Maior eficiência e fator de bobinagem;
- Menor passo de enrolamento.

O fator de bobinagem é o produto entre o fator de distribuição (k_d) e o fator de passo (k_p), sendo obtido conforme:

$$k_w = k_d k_p \quad (3.1)$$

Para um motor BLDC, onde o enrolamento é concentrado, não havendo a distribuição do enrolamento, podemos considerar o fator k_d unitário. O fator k_p para a onda fundamental é determinado por (3.2). O passo de enrolamento (S) deve ser limitado entre 1 e o passo máximo de enrolamento (S_{max}), calculado conforme (3.3).

$$k_p = \text{sen} \left(\frac{S}{S_{max}} \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.2)$$

$$S_{max} = \frac{N_r}{2p} = q \quad (3.3)$$

Relacionando k_w com o número de ranhuras por polo e por fase (q), calculado por (3.4), podemos reescrever (3.1) conforme (3.5) e obter uma curva conforme figura 3. 1, que apresenta a faixa do número de ranhuras por polo e por fase em que k_w é maximizado.

$$q = \frac{N_r}{2p} \quad (3.4)$$

$$k_w = \text{sen} \left(\frac{S}{q} \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.5)$$

Como o número de fases é fixo, para cada índice do número de ranhuras por fase e por polo do gráfico podemos obter um valor para a relação N_r por p . Assim, podemos calcular o passo de enrolamento máximo, e então calcular o fator de encurtamento, (3.3) e (3.2) respectivamente.

Para verificar as combinações possíveis de N_r e p , devem ser traçadas curvas de p , conforme figura 3. 2, utilizando os valores da relação N_r por p obtidos para a faixa na qual o fator de bobinagem é maximizado.

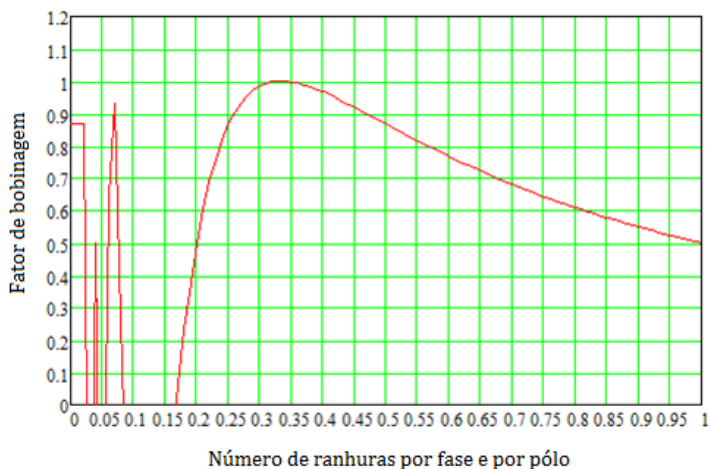


Figura 3.1 – Fator de bobinagem versus número de ranhuras por polo e por fase [Autor].

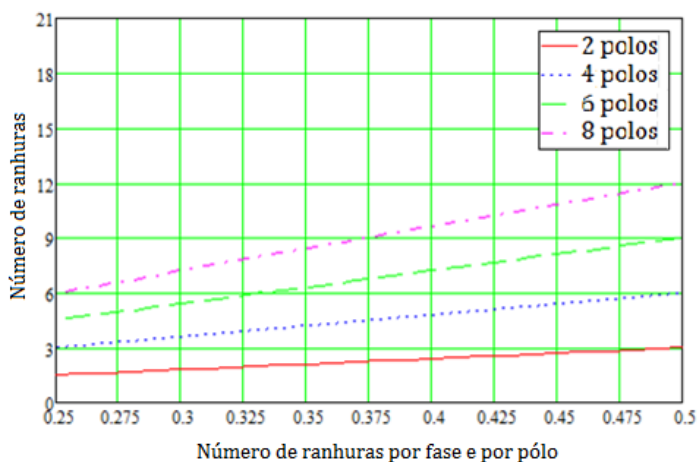


Figura 3.2 – Número de ranhuras do estator versus número de ranhuras por polo e por fase [Autor].

Das combinações possíveis, devem ser descartadas as opções que não atenderem às restrições:

- O número de polos deve ser par;

- Após obter o número de ranhuras por polo e por fase podemos representá-lo conforme (3.6). O denominador n não pode ser múltiplo do número de fases (m), o que pode resultar em um enrolamento desbalanceado. Por exemplo, para $q = 1,5$ temos: $a_q = 1, b_q = 1, n = 2$;
- Número de polos não pode ser igual ao número de ranhuras do estator, isso levaria a uma elevada ondulação do torque (*cogging torque*).

$$q = a_q + \frac{b_q}{n} \quad (3.6)$$

3.2 Característica do conversor

Para se dar início ao projeto do motor de ímãs permanentes é necessário ter definido alguns parâmetros do conversor e de ligação entre conversor e motor. Com base na tabela 3. 1 podemos escolher o número de fases através de sua influência na ondulação de torque. HENDERSHOT e MILLER [1] citam que o melhor número de fases é o igual a três, pois permite utilizar ligações estrela e triângulo, necessitando um menor número de chaves estáticas para acionar o motor. A ligação estrela deve ser preferencialmente escolhida em relação à ligação triângulo, onde cuidados especiais de projeto devem ser tomados para que não seja gerada FEM de sequência zero, que eleva as perdas Joule nos enrolamentos e a ondulação do torque. Na ligação estrela essa tensão se anula no ponto neutro da conexão.

Além do número de fases e do tipo de ligação, a tensão de barramento (V_S), os passos de chaveamento de fases (P_a) e o número de caminhos paralelos (a) são dados importantes para o projeto de um motor de ímãs permanentes.

Tabela 3. 1 – Ondulação do torque em função do número de fases [1].

Número de fases	Número de chaves estáticas	Ondulação do torque [%]
1	2	100
2	4 ou 8	30
3	3 ou 6	15
4	8	10
6	12	7
12	24	3

CAPÍTULO 4

Modelo de Dimensionamento de um Motor BLDC com Rotor Interno

Neste capítulo será apresentado um método analítico para o projeto elétrico e a escolha dos dimensionais do núcleo ferromagnético de um motor BLDC. O cálculo dos parâmetros da máquina e o modelo de otimização serão apresentados nos próximos capítulos.

4.1 Diâmetro externo do rotor

Para calcular o diâmetro externo do rotor é necessário determinar o torque da máquina, que está relacionado ao torque por volume do rotor (TRV) que, por sua vez, depende da tensão mecânica tangencial (σ_{tan}).

HENDERSHOT e MILLER [1] apresentam a tabela 4. 1, através da qual é possível definir um valor de tensão tangencial conforme o tipo de motor.

Tabela 4. 1 – Tensão tangencial em função do tipo de máquina [1].

Tipo de motor	σ_{tan} [Pa]	
	Mínimo	Máximo
Motores pequenos totalmente fechados (Ferrite)	3.447	6.895
Motores totalmente fechados (Terra Rara embutido)	6.895	20.684
Motores totalmente fechados (Terra Rara colado)	10.342	10.342
Motor industrial integral potência integral	3.447	13.789
Servomotores de alta performance	6.895	20.684
Máquinas aeroespaciais	13.789	34.474
Grandes máquinas refrigeradas a água	68.947	103.421

PYRHÖNEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ [6] citam que o tensor de Maxwell é uma das ideias mais genéricas de produção de força e torque, e é frequentemente empregado. A parcela do tensor que gera força na direção tangencial pode ser calculada por:

$$\sigma_{tan} = B_n A \quad (4.1)$$

No caso de um motor BLDC, a indução normal (B_n), também conhecida como carregamento magnético, está relacionada à indução gerada pelo ímã no entreferro, enquanto a densidade linear de corrente (A), também conhecida como carregamento elétrico, provém da corrente eficaz nos enrolamentos.

O volume do rotor determina a capacidade de torque. O diâmetro do rotor influencia nos carregamentos elétrico e magnético pois impacta na corrente e no fluxo da máquina. O comprimento do pacote, por sua vez, influencia no carregamento magnético pois impacta apenas no fluxo da máquina. Portanto, o torque eletromagnético (T) pode ser calculado conforme as seguintes equações:

$$TRV = 2 \sigma_{tan} \quad (4.2)$$

$$T = TRV \frac{\pi}{4} D_r^2 L_{STK} \quad (4.3)$$

4.2 Diâmetro interno do estator

O entreferro (g) desempenha um papel importante no motor elétrico, interferindo principalmente na corrente de magnetização e na eficiência.

PYRHÖNEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ [6] empregam equações empíricas para determinar o entreferro, conforme (4.4) para máquinas com um par de polos e conforme (4.5) para máquinas com mais de um par de polos. Ambas dependem da potência nominal (P_{nom}) e por motivos de fabricação e de velocidade do motor, o valor adotado pode ser maior que o calculado.

$$g = [0,2 + 0,01 P_{nom}^{0,4}] \frac{1}{1000} \quad (4.4)$$

$$g = [0,18 + 0,006 P_{nom}^{0,4}] \frac{1}{1000} \quad (4.5)$$

A espessura do ímã (L_M) é em sua forma simplificada determinada conforme (4.6), assumindo que a área do ímã é igual a área do entreferro. É necessário definir o coeficiente de permeância (PC), que determina a localização do ponto de trabalho do ímã sem a reação de armadura e é negativo pois a curva característica do ímã se localiza no segundo quadrante.

A referência [1] recomenda a utilização de PC igual a -10 para que seja obtido um maior fluxo magnético e evitada a desmagnetização do ímã devido à corrente de partida.

$$L_M = -g PC \quad (4.6)$$

O diâmetro interno do estator (D_{si}) pode ser obtido por meio de (4.7). De forma auxiliar, podemos calcular o raio médio do entreferro (r_g) e o raio efetivo do ímã (r_M) conforme (4.8) e (4.9), respectivamente.

$$D_{si} = D_r + 2 g \quad (4.7)$$

$$r_g = \frac{D_{si} - g}{2} \quad (4.8)$$

$$r_M = \frac{D_r}{2} - \frac{2 L_M}{3} \quad (4.9)$$

4.3 Passo polar e de ranhura

Utilizando o número de ranhuras do estator e o número de polos determinados com a metodologia apresentada no capítulo 3.1 deste trabalho, o passo polar (σ_p) e o passo de ranhura (σ_r) são calculados através de (4.10) e (4.11) respectivamente.

$$\sigma_p = \frac{2 \pi}{2 p} \quad (4.10)$$

$$\sigma_r = \frac{2 \pi}{N_r} \quad (4.11)$$

4.4 Induções da máquina

A tabela 4. 2 apresenta as faixas de induções permitidas nos dentes e nas coroas, conforme [6].

Tabela 4. 2 - Induções magnéticas permitidas [6].

	Indução Magnética [T]
Dentes (B_{st})	1,5 – 2,0
Coroa do estator (B_{sy})	1,1 – 1,5
Coroa do rotor (B_{ry})	1,3 – 1,6

HENDERSHOT e MILLER [1] citam que para motores com ímãs na superfície, o fator de dispersão do fluxo do ímã (f_{LKG}) pode ser considerado entre 0,8 e 0,9, representando o fluxo disperso que não passa pelo entreferro. A área do entreferro (A_g) é determinada conforme (4.12) e a área do ímã (A_M) conforme (4.13), onde β_M é o passo do ímã. Com estes dados é possível determinar a indução máxima no entreferro, através de (4.14). É possível considerar um beiral no ímã (h_M) (saliência do ímã em relação ao rotor) com o objetivo de aumentar o fluxo gerado pelo ímã, onde um beiral maior que a metade da espessura do ímã seria um desperdício devido ao fluxo disperso.

$$A_g = \beta_M r_g L_{STK} \quad (4.12)$$

$$A_M = \beta_M r_M (L_{STK} + 2 h_M) \quad (4.13)$$

$$B_g = f_{LKG} \frac{A_M}{A_g} B_r \quad (4.14)$$

4.5 Constantes de tensão k_E e de torque k_T

Para associar o motor de ímã permanente a um conversor e fazer o seu controle corretamente são utilizadas a constante de torque (k_T), que é a relação entre o torque e a corrente da máquina, e a constante de tensão (k_E), que é a relação entre a tensão induzida nos enrolamentos e a rotação da máquina. Essas duas grandezas são medidas a partir de valores de linha e na maioria dos casos apresentam valores numéricos iguais no sistema internacional de unidades.

HENDERSHOT e MILLER [1], fazem o estudo das constantes k_E e k_T . A constante k_E é calculada por meio de (4.15), assumindo que na condição do motor operando em vazio, a tensão induzida nos enrolamentos pela variação do fluxo dos ímãs é igual a tensão no barramento do conversor (V_s) [1].

Devido à queda de tensão nos enrolamentos quando o motor está submetido à carga nominal, é considerado que a rotação na condição do motor operando em vazio (ω_0) é 10% maior que a rotação nominal para motores com ímãs de terras raras e 25% maior que a rotação nominal para motores com ímãs de ferrite.

É possível relacionar a constante k_E com a constante k_T a partir da tabela 4. 3.

$$k_E = \frac{V_s}{\omega_0} \quad (4.15)$$

Tabela 4. 3 – Relação entre as constantes da máquina [1].

	Tipo de Motor		
	2 fases BLDC/BLAC	3 fases BLDC	3 fases BLAC
k_T/k_E	1	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$

4.6 Número de espiras por fase

O número de espiras por fase é dimensionado para que a tensão induzida dentro do período de chaveamento da fase gere o valor de k_E conforme o especificado.

A tensão induzida na fase depende da variação do fluxo dos ímãs que é enlaçado pelas bobinas da fase. Conforme o platô da variação do fluxo (forma da variação do fluxo), o valor da tensão induzida é modificado.

4.6.1 Variação do fluxo triangular

Para uma variação de fluxo idealmente triangular o fluxo máximo por polo no entreferro (Φ_g) é calculado conforme (4.17), onde α_B é a relação do passo do ímã com o passo polar, conforme (4.16). Utilizando (2.7), (4.15) e (4.17) podemos calcular o número de condutores em toda a máquina (Z) por meio de (4.18). É considerado o fator de bobinagem para a onda fundamental, já apresentado no item 3.1 deste trabalho, e o número de caminhos paralelos. O número de espiras por fase é calculado por (4.19).

A constante k_E é obtida através de valores de linha. Assim, para considerar a ligação das fases é utilizado a constante k_z : é definido o valor 2 para a ligação estrela e o valor 1 para ligação triângulo.

$$\alpha_B = \frac{\beta_M}{\sigma_p} \quad (4.16)$$

$$\Phi_g = B_g \pi D_r L_{STK} \frac{\alpha_B}{2p} \quad (4.17)$$

$$Z = \frac{3 k_E \alpha_B \pi a}{k_z k_w \Phi_g p} \quad (4.18)$$

$$N_{ph} = \frac{1}{3} \frac{Z}{2a} \quad (4.19)$$

4.6.2 Variação do fluxo trapezoidal

Devido aos valores adotados do passo de ímã e da abertura de ranhura, o platô da variação do fluxo pode se aproximar ao de uma forma de onda trapezoidal. Esse comportamento do fluxo é geralmente obtido em motores com um valor de número de

ranhuras por polo e por fase igual a 0,5, com enrolamentos concentrados e com o passo de enrolamento igual ao passo de ranhura. A não idealidade do trapézio ocorre devido à redução do passo dos ímãs em relação ao passo polar, região em que apenas um ímã gera variação no fluxo concatenado pelas bobinas.

Conforme figura 4. 1, são gerados três estágios de variação de fluxo nos enrolamentos:

- c_M : faixa de ângulo em que o ímã rotaciona sem gerar variação de fluxo no dente. É a diferença entre o passo do ímã com o passo de ranhura, conforme (4.20) e figura 4. 2a;
- d_M : faixa de ângulo em que o apenas um ímã gera variação de fluxo no dente. É o angulo de espaçamento entre ímãs, conforme (4.21) e figura 4. 2b;
- θ_M : faixa de ângulo em que dois ímãs geram variação de fluxo no dente, proporcionando máxima tensão induzida, conforme (4.22) e figura 4. 2c.

$$c_M = (\beta_M - \sigma_r) \frac{180}{\pi} \quad (4.20)$$

$$d_M = (\sigma_p - \beta_M) \frac{180}{\pi} \quad (4.21)$$

$$\theta_M = \frac{1}{2} \left(\sigma_r \frac{180}{\pi} - 2d_M \right) \quad (4.22)$$

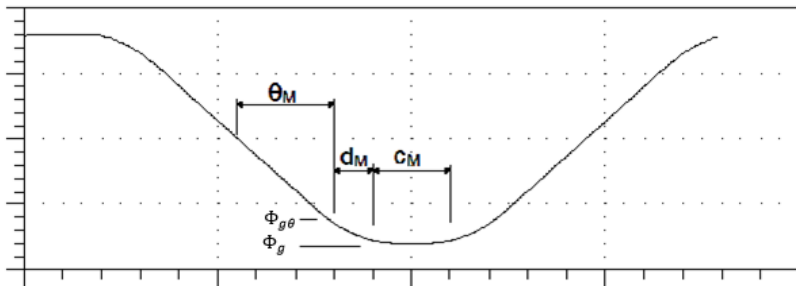


Figura 4. 1 – Platô da variação do fluxo trapezoidal [Autor].

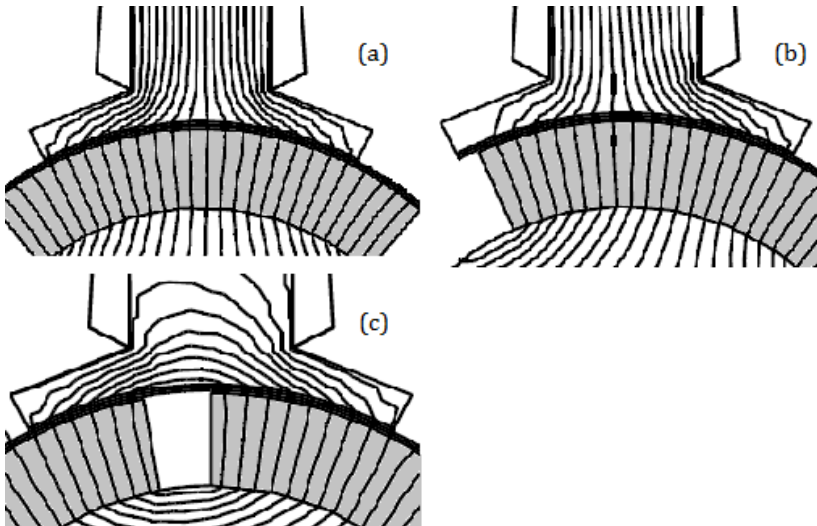


Figura 4. 2 – Estágios da variação do fluxo trapezoidal [Autor].

A tensão induzida é calculada na faixa de ângulo θ_M . A amplitude máxima do fluxo nessa faixa de ângulo ($\Phi_{g\theta}$) é calculada conforme (4.23), onde W_0 é a dimensão da abertura de ranhura. O fluxo máximo por polo no entreferro é calculado conforme (4.24).

O número de espiras por fase é determinado através de (4.25).

$$\Phi_{g\theta} = B_g \left[\left(\sigma_r - d_M \frac{\pi}{180} \right) r_g - W_0 \right] L_{STK} \quad (4.23)$$

$$\Phi_g = B_g \sigma_r r_g L_{STK} \quad (4.24)$$

$$N_{ph} = \frac{k_E/2}{\Phi_{g\theta}} \left(\theta_M \frac{\pi}{180} \right) \quad (4.25)$$

4.7 Dimensionamento dos condutores e da área da ranhura

A corrente nominal (I_{nom}) do motor é determinada através de (4.26).

$$I_{nom} = \frac{P_{nom}}{E} \quad (4.26)$$

Definindo a densidade de corrente (J) em função do tipo de refrigeração do motor, conforme tabela 4. 4, é possível determinar o diâmetro mínimo do condutor (D_{min}), por meio de (4.27).

Tabela 4. 4 – Densidade de corrente em função da ventilação [1].

Tipo de ventilação	J [A/mm ²]	
	Mínimo	Máximo
Totalmente fechado	1,5	5
Aberto/ventilado	5	10
Refrigerado a água	10	30

$$D_{min} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \frac{I_{nom}}{J}} \quad (4.27)$$

Para o cálculo da área da ranhura (S_{ran}), conforme (4.28), é considerado um fator de enchimento (k_r) que define a relação entre a área ocupada da ranhura e a área total da ranhura. Seu valor depende do número de camadas do motor (N_{cam}). Para um motor camada dupla é considerado um fator de enchimento entre 0,30 e 0,35 [1].

$$S_{ran} = \frac{N_{cam} N_{ph}}{2 p q} \frac{\pi D_c^2}{4} \frac{1}{k_r} \quad (4.28)$$

4.8 Dimensionamento do núcleo ferromagnético

Para o dimensionamento do núcleo ferromagnético do motor é utilizada a nomenclatura apresentada na figura 4. 3.

Devido ao comportamento do fluxo no entreferro, o fluxo máximo no entreferro (Φ_g) utilizado para o dimensionamento pode ser obtido através de (4.17) ou (4.24).

4.8.1 Diâmetro interno do rotor

O diâmetro interno do rotor (D_{ri}) é determinado conforme (4.29). É considerado que a coroa do rotor conduz a metade do fluxo de um polo, sendo a altura da coroa do rotor (H_{ry}) obtida por (4.30).

$$D_{ri} = D_r - 2 (H_{ry} + L_M) \quad (4.29)$$

$$H_{ry} = \frac{\Phi_g}{2 B_{ry} L_{STK}} \quad (4.30)$$

4.8.2 Dente do estator

HENDERSHOT e MILLER [1] citam que os dentes de um polo devem ser capazes de conduzir o fluxo total de um polo. A largura do dente (W_t) é obtida por:

$$W_t = \frac{\Phi_g}{B_{st} L_{STK}} \quad (4.31)$$

Para determinar o tamanho da abertura de ranhura deve ser considerado o processo de fabricação e a influência no *cogging* torque. O *cogging* torque é o torque de atração entre os ímãs e o núcleo ferromagnético devido às aberturas de ranhura e é preferível que este seja minimizado. HARTMAN e LORIMER [11] apresentam técnicas para minimizar o *cogging* torque. O seu valor máximo (W_{0max}) é calculado por:

$$W_{0max} = \frac{\pi D_{si} - N_r W_t}{N_r} \quad (4.32)$$

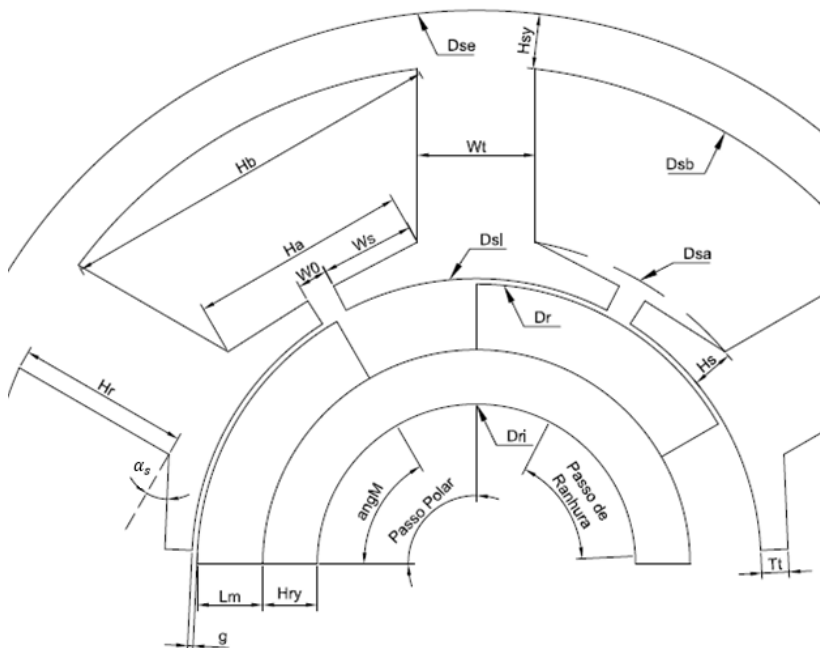


Figura 4. 3 – Nomenclatura para o dimensionamento do núcleo ferromagnético [Autor].

A sapata do dente quando mal dimensionada, está sujeita a saturação resultando no aumento do *cogging* torque da máquina.

A largura da sapata do dente (W_s) é determinada por:

$$W_s = \frac{\pi D_{Si} - N_r (W_t + W_0)}{2 N_r} \quad (4.33)$$

O mesmo valor da abertura de ranhura pode ser utilizado para determinar a altura do bico do dente (T_t). O ângulo da sapata do dente (α_s) deve ser um compromisso entre rigidez mecânica e o fluxo disperso. A altura da sapata do dente (H_s) é obtida pela seguinte equação:

$$H_s = T_t + W_s \tan\left(\alpha_s \frac{\pi}{180}\right) \quad (4.34)$$

4.8.3 Ranhura do estator

O cálculo inicialmente depende dos valores do diâmetro do começo de ranhura (D_{sa}), conforme (4.35), e da largura do começo de ranhura (H_a), conforme (4.36).

$$D_{sa} = D_{si} + 2 H_s \quad (4.35)$$

$$H_a = \frac{\pi D_{sa} - N_r W_t}{N_r} \quad (4.36)$$

Considerando a ranhura com o formato geométrico de um trapézio e com o auxílio de (4.37) e (4.38), podemos calcular a largura do fim de ranhura (H_b), através de (4.39). A altura da ranhura (H_r) pode ser calculada conforme (4.40) e o diâmetro do fim de ranhura (D_{sb}) conforme (4.41).

$$\tan\left(\frac{\sigma_r}{2}\right) = \frac{H_b - H_a}{H_r} \quad (4.37)$$

$$S_{ran} = \frac{H_b + H_a}{2} H_r \quad (4.38)$$

$$H_b = \sqrt{4 S_{ran} 10^{-6} \tan\left(\frac{\sigma_r}{2}\right) + H_a^2} \quad (4.39)$$

$$H_r = \frac{H_b + W_t}{\sigma_r} - \frac{D_{sa}}{2} \quad (4.40)$$

$$D_{sb} = D_{sa} + 2 H_r \quad (4.41)$$

4.8.4 Diâmetro externo do estator

O diâmetro externo do estator (D_{se}) é determinado através de (4.42). É considerado que na coroa do estator passa a metade do fluxo de um polo, sendo a altura da coroa do estator (H_{sy}) obtida por (4.43).

$$D_{se} = D_{sb} + 2 H_{sy} \quad (4.42)$$

$$H_{sy} = \frac{\Phi_g}{2 B_{sy} L_{STK}} \quad (4.43)$$

4.9 Exemplo de dimensionamento

A partir dos dados de entrada da tabela 4. 5, é dimensionado um motor através da metodologia apresentada. Os dados de saída são apresentados na tabela 4. 6.

Um exemplo de dimensionamento para o motor BLDC de rotor externo é realizado no apêndice A.3.

Tabela 4. 5 – Dados de entrada para o modelo de dimensionamento [Autor].

Variável	Valor	Unidade
σ_{tan}	5000	Pa
T	0,7	Nm
P_{nom}	220	W
ω_m	3000	rpm
L_{STK}	30	mm
p	2	-
m	3	-
N_r	6	-
g	0,6	mm
PC	-10	-
B_{st}	1	T
B_{sy}	1	T
B_{ry}	1	T
B_r	0,425	T
β_M	1,431	rad
h_M	3	mm
f_{LKG}	0,8	-
V_s	310	V
J	2,5	A/mm ²

N_{cam}	2	-
W_0	3	mm
T_t	3	mm
α_s	15	°
k_r	0,5	-
S	1	-

Tabela 4. 6 – Dados de saída para o modelo de dimensionamento [Autor].

Variável	Valor	Unidade	Equação Utilizada
TRV	7000	Nm/m ³	4.2
D_r	54,5	mm	4.3
L_M	6	mm	4.6
D_{si}	55,7	mm	4.7
r_g	27,3	mm	4.8
r_M	23,3	mm	4.9
σ_p	1,571	rad	4.10
σ_r	1,047	rad	4.11
A_g	1170	mm ²	4.12
A_M	1198	mm ²	4.13
B_g	0,3487	T	4.14
α_B	0,9112	rad	4.16
c_M	22	°	4.20
d_M	8	°	4.21
θ_M	22	°	4.22
$\Phi_{g\theta}$	$2,986.10^{-4}$	Wb	4.23
Φ_g	$2,274.10^{-4}$	Wb	4.24
N_{ph}	781	Espiras	4.25
I_{nom}	0,788	A	4.26
D_{cmin}	0.633	mm	4.27
S_{ran}	492,6	mm ²	4.28
H_{ry}	5	mm	4.30
D_{ri}	32,5	mm	4.29

W_t	10	mm	4.31
W_s	8	mm	4.32
H_s	5,2	mm	4.33
D_{sa}	66,1	mm	4.34
H_a	24,7	mm	4.35
H_b	41,8	mm	4.39
H_r	16,4	mm	4.40
D_{sb}	98,9	mm	4.41
H_{sy}	5	mm	4.43
D_{se}	108,9	mm	4.42

CAPÍTULO 5

Determinação dos Parâmetros do Motor

Neste capítulo são calculados os principais parâmetros do motor a partir do modelo de dimensionamento, sendo estes:

- Indutância própria;
- Indutância mútua;
- Resistência dos enrolamentos.

Os parâmetros do motor dependem do esquema de bobinagem adotado. Assim, inicialmente será apresentada uma metodologia de esquema de bobinagem, assim como uma avaliação da força magnetomotriz (FMM) gerada.

Com os parâmetros do motor calculados, e com o cálculo de massa do motor, é possível calcular as perdas e o rendimento, permitindo uma melhor avaliação do projeto.

De maneira complementar, é calculada a corrente de desmagnetização dos ímãs, que verifica se os ímãs dimensionados para o motor suportam a corrente de partida sem que ocorra desmagnetização.

5.1 Bobinagem do motor e FMM resultante

HANSELMAN [2] apresenta, entre algumas restrições, uma metodologia para a elaboração de esquema de bobinagem. A metodologia e as restrições são apresentadas no apêndice A1.

Com o esquema de bobinagem definido, é possível calcular as harmônicas presentes no enrolamento (grau, ordem e amplitude), e também o fator de enrolamento, que enlaça as harmônicas. Com estes dados é possível calcular a FMM gerada pelo enrolamento, com o objetivo de avaliar o esquema de bobinagem proposto.

5.1.1 Determinação das harmônicas presentes no enrolamento

Para um cálculo preciso, as ordens das harmônicas (δ) consideradas são as seguintes:

$$\delta = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5, \pm 6, \pm 7, \pm 8, \pm 9, \pm 10 \quad (5.1)$$

SALMINEM [7] menciona que para determinar quais as harmônicas (ν) presentes no enrolamento, é necessário conhecer o denominador "n" do número de ranhuras por polo e por fase, já definido através da (3.5).

Se o valor de "n" for ímpar as harmônicas são de primeira ordem e podem ser calculadas conforme (5.2), se o valor de "n" for par, as harmônicas são de segunda ordem e podem ser calculadas conforme (5.3).

$$\nu = \frac{2 m \delta + 2}{n} \quad (5.2)$$

$$\nu = \frac{2 m \delta + 1}{n} \quad (5.3)$$

5.1.2 Determinação das amplitudes das FMM das harmônicas

SALMINEM [7] propõe utilizar o método de Magnussen e Sadarangani para definir as amplitudes das harmônicas. O método consiste em calcular as amplitudes a partir de uma corrente de alimentação (\hat{i}), onde a amplitude da FMM de cada harmônica gerada pelos enrolamentos (F_{mv}) é separada em duas ondas rotacionando em sentidos opostos (F_{mv}^+ e F_{mv}^-). O padrão de forma de onda deve ser desenhado uma vez ao longo de todo o ciclo simétrico da máquina. Como a forma de onda F_{mv} não é a mesma em cada polo, descrevendo a defasagem entre fases, resultando em sinal ímpar, é calculado o fator η_y conforme (5.4), onde η_x é a defasagem entre fases em número de ranhuras, conforme (5.5).

$$\eta_y = \frac{\eta_x}{6 q} - \frac{1}{3} \quad (5.4)$$

$$\eta_x = \frac{120}{360/N_r} \quad (5.5)$$

A onda rotacionando no sentido positivo pode ser calculada através de (5.6) e a onda rotacionando no sentido negativo pode ser calculada por meio de (5.7), onde γ é o comprimento da área polar no entreferro, que pode ser calculado conforme (5.8), e φ_c é a distância entre os lados da bobina, que pode ser calculada conforme (5.9). A frequência angular elétrica (ω_e) é obtida através de (5.10).

$$F_{mv}^+ = \hat{i} \cos[\omega_e t - \nu (\gamma - \varphi_c)] \left\{ \frac{1}{2} + \cos \left[\frac{2\pi}{3} (\nu - 1) + 2\pi \nu \eta_y \right] \right\} \quad (5.6)$$

$$F_{mv}^- = \hat{i} \cos[\omega_e t + \nu (\gamma - \varphi_c)] \left\{ \frac{1}{2} + \cos \left[\frac{2\pi}{3} (\nu + 1) + 2\pi \nu \eta_y \right] \right\} \quad (5.7)$$

$$\gamma = \sigma_p \left(\frac{D_r}{2} \right) \quad (5.8)$$

$$\varphi_c = \sigma_r \left(\frac{D_{sa}}{2} \right) \quad (5.9)$$

$$\omega_e = 2\pi \left(\frac{\omega_{nom} p}{120} \right) \quad (5.10)$$

A F_{mv} é determinada através de (5.11). Se as harmônicas produzidas por todas as bobinas são iguais, o número de espiras por fase pode ser utilizado. Em um enrolamento fracionário, por exemplo, isso não seria possível.

$$F_{mv} = \frac{4 N_{ph}}{\nu p \pi} (F_{mv}^+ + F_{mv}^-) \quad (5.11)$$

5.1.3 Fator de bobinagem

Conforme já apresentado no item 3.1 deste trabalho, o fator de bobinagem é o produto entre o fator de distribuição e do fator de encurtamento, sendo que para um enrolamento concentrado o fator

de distribuição é unitário. O fator de encurtamento para um harmônico qualquer pode ser calculado por:

$$k_p = \text{sen} \left(v \frac{S}{S_{max}} \frac{\pi}{2} \right) \quad (5.12)$$

É possível adotar um fator de inclinação (k_i), onde as ranhuras do estator ou os ímãs do rotor são inclinados. A inclinação (i_{nc}) é normalmente utilizada em motores de onda senoidal e deve ser utilizado um valor inicial de um passo de ranhura.

Para verificar a periodicidade das harmônicas de ranhura (v_n) é utilizado (5.13). O cálculo do fator de inclinação é apresentado em (5.14) e é considerado no fator de bobinagem caso haja inclinação.

$$v_n = v + (\delta N_r) \quad (5.13)$$

$$k_i = \frac{\sin \left(v_n \frac{\sigma_r p}{2} i_{nc} \right)}{v_n \frac{\sigma_r p}{2} i_{nc}} \quad (5.14)$$

5.1.4 FMM gerada pelos enrolamentos

Com o objetivo de avaliar a FMM gerada pelos enrolamentos, considerando todas as harmônicas, um cálculo no instante de tempo zero e com a corrente de alimentação unitária é efetuado. A Fmv pode ser normalizada para a Fmv fundamental (Fmv_0), conforme (5.15), e um gráfico comparando as amplitudes das FMM das harmônicas em relação a fundamental, conforme figura 5. 1. pode ser obtido

$$Fmv_n = \frac{Fmv}{Fmv_0} \quad (5.15)$$

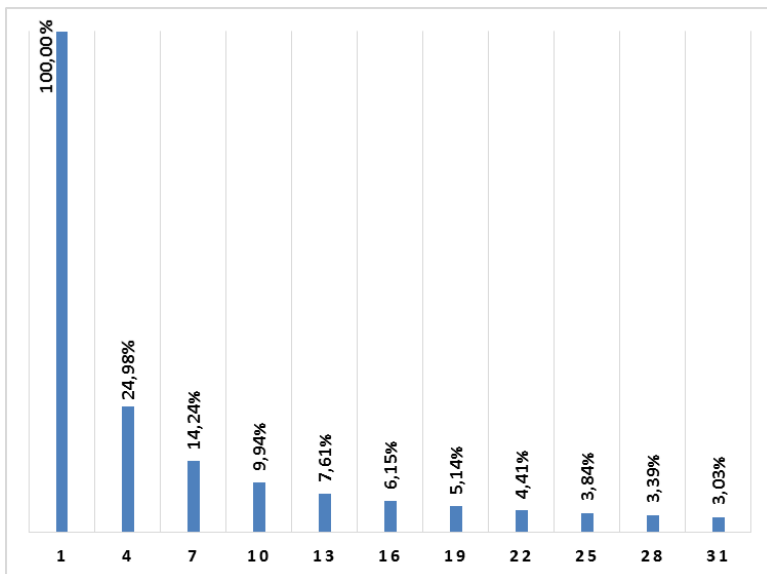


Figura 5. 1 – Amplitude das FMM das harmônicas (Fmv) normalizadas em função da fundamental [Autor].

Considerando um intervalo de tempo (tt), com um passo de tempo (Δ_t), cada componente harmônico (V_A), gera uma tensão calculada conforme (5.16). A FMM gerada pelo enrolamento (FMM_A) é a soma das tensões geradas pelo componente harmônico, e pode ser calculada conforme (5.17).

$$V_A(tt) = Fmv_n k_w \sin[v \omega_e (k \Delta_t)] ; k = 1,2,3,.. \quad (5.16)$$

$$FMM_A(tt) = \sum_v V_A(tt) \quad (5.17)$$

A partir da FMM_A calculada em função do tempo é obtido o platô da forma de onda, conforme figura 5. 2. Para essas mesmas condições, se fosse adotado um fator de inclinação de um passo de ranhura, o platô da forma de onda da figura 5. 3 seria obtido.

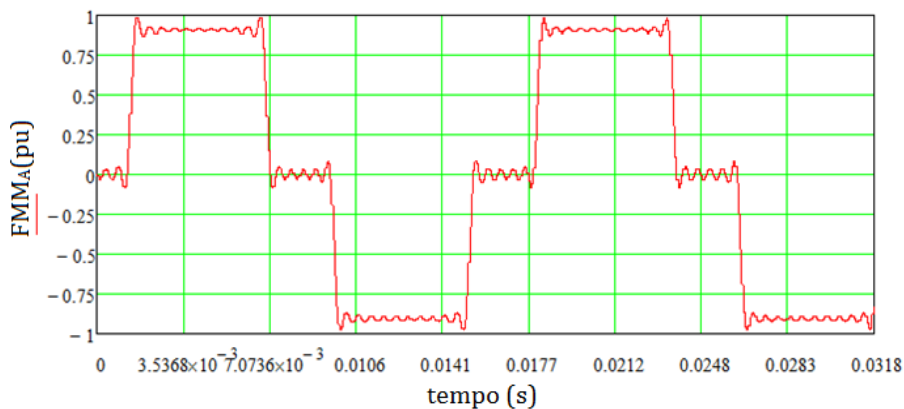


Figura 5. 2 – Platô da FMM_A calculada [Autor].

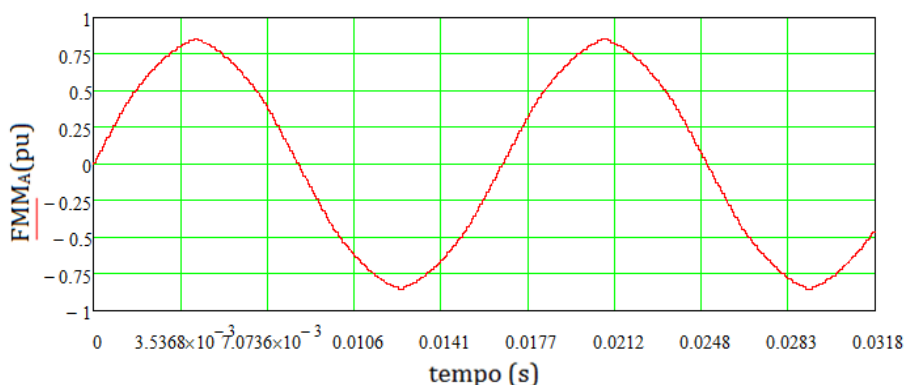


Figura 5. 3 – Platô da FMM_A calculada com fator de inclinação [Autor].

5.2 Fator de Carter

As aberturas de ranhura fazem com que o fluxo não atravesse o entreferro nesta região, criando vales no platô da indução, conforme figura 5. 4. É possível calcular um valor médio para a indução, tendo o mesmo efeito que o aumento do entreferro por um fator, conhecido como fator de Carter (k_{cs}).

Conhecendo as dimensões da sapata do dente, é possível calcular o fator de Carter conforme (5.18) e (5.19).

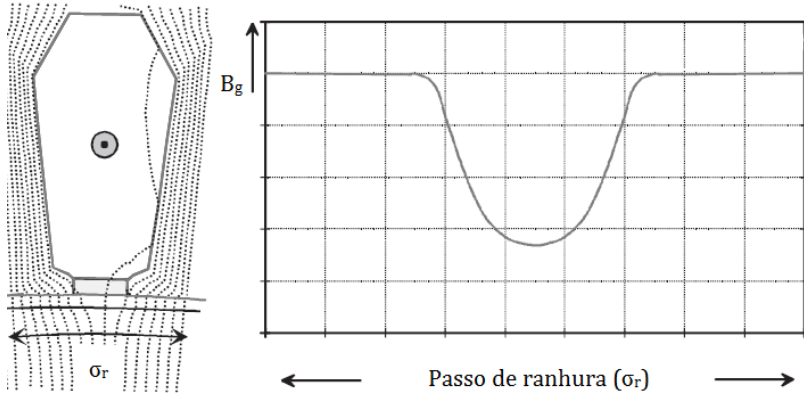


Figura 5.4 – Fator de Carter [6].

$$\tau_r = \sigma_r \frac{D_{si}}{2} \quad (5.18)$$

$$k_{cs} = \frac{\tau_r (W_0 + 5g)}{W_0 \tau_r + 5g \tau_r - W_0^2} \quad (5.19)$$

5.3 Cálculo das indutâncias

HENDERSHOT e MILLER [1] citam o cálculo das três principais componentes de indutância própria e de indutância mútua para uma determinação correta dos parâmetros do motor:

- Indutância própria de entreferro;
- Indutância mútua de entreferro;
- Indutância de dispersão de ranhura;
- Indutância mútua de dispersão de ranhura;
- Indutância de dispersão de cabeça de bobina;
- Indutância mútua de dispersão de cabeça de bobina.

Nos motores com ímãs na superfície devido à espessura do ímã, há um grande entreferro efetivo. Portanto, não há indutância de dispersão de zig-zag.

5.3.1 Indutância própria de entreferro

Para determinar a indutância própria, é calculado o fluxo enlaçado pelo enrolamento, considerando apenas o próprio enrolamento como fonte de fluxo.

Considerando a permeabilidade do ferro infinita, a queda de FMM dos enrolamentos do motor com ímãs na superfície se concentra no entreferro equivalente da máquina (g''), que pode ser calculado por:

$$g'' = g k_{cs} + \frac{L_M}{\mu_{rec}} \quad (5.20)$$

Considerado que o fluxo magnético atravessa duas vezes o entreferro equivalente, podemos calcular a indutância própria do enrolamento (L_g) conforme:

$$L_g = \frac{\pi D_{si} L_{STK} \mu_0 N_{ph}^2}{4 p^2 g''} \quad (5.21)$$

5.3.2 Indutância mútua de entreferro

HENDERSHOT e MILLER [1] consideram que para um motor de onda quadrada, o valor da indutância mútua (M_g) pode ser considerado conforme (5.22). Para um cálculo mais preciso, levando em consideração o esquema de bobinagem do motor, é utilizada a metodologia apresentada no Apêndice A2.

$$M_g = \frac{1}{3} L_g \quad (5.22)$$

5.3.3 Indutância de dispersão de ranhura

Para o cálculo desta indutância deve ser considerada a geometria da ranhura, a geometria da sapata do dente e a distribuição dos condutores na ranhura.

Para a distribuição dos condutores na ranhura os casos mais comuns são representados pela figura 5. 5, onde um coeficiente de permeância (P_s) é obtido, conforme tabela 5. 1.

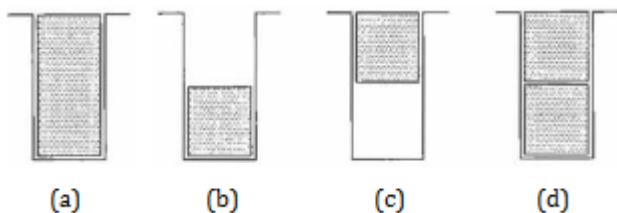


Figura 5. 5 – Casos comuns de distribuição de condutores na ranhura [1].

Tabela 5. 1 – Coeficientes de permeância conforme distribuição dos condutores na ranhura [1].

Tipo de distribuição dos condutores	Descrição	Coeficiente de Permeância	Nomenclatura
Figura 5.5 (a)	Condutores de uma fase ocupam toda a ranhura.	$1/3$	P_{s1}
Figura 5.5 (b)	Condutores de uma fase ocupam a metade pertencente ao fundo da ranhura.	$2/3$	P_{s2}
Figura 5.5 (c)	Condutores de uma fase ocupam a metade pertencente ao começo da ranhura.	$1/6$	P_{s3}
Figura 5.5 (d)	Condutores de duas fases ocuparem a mesma ranhura.	$1/4$	P_{s4}

Para o caso da figura 5. 5(a), a indutância de dispersão pode ser determinada por:

$$L_{ds} = \frac{N_r}{m} \mu_0 L_{STK} Z_{ran}^2 \frac{1}{a^2} \left[P_{s1} \frac{H_r}{\frac{H_a + H_b}{2}} + \frac{T_t}{W_0} \right] \quad (5.23)$$

Para o caso da figura 5. 5(b) e da figura 5. 5(c), onde dois enrolamentos de fases diferentes compartilham uma mesma ranhura, a indutância de dispersão pode ser obtida por:

$$L_{ds} = \frac{N_r}{m} \mu_0 L_{STK} \left(\frac{Z_{ran}}{2} \right)^2 \frac{1}{a^2} \left[P_{S2} \frac{H_r}{H_b} + P_{S3} \frac{H_r}{H_a} + \frac{2 T_t}{W_0} \right] \quad (5.24)$$

5.3.4 Indutância mútua de dispersão de ranhura

Para o cálculo desta indutância conforme (5.25) é considerado o caso da figura 5.5(d).

$$M_{ds} = \frac{N_r}{m} \mu_0 L_{STK} \left(\frac{Z_{ran}}{2} \right)^2 \frac{1}{a^2} \left[P_{S4} \frac{H_r}{\frac{H_a + H_b}{2}} + \frac{T_t}{W_0} \right] \quad (5.25)$$

5.3.5 Indutância de dispersão de cabeça de bobina

HENDERSHOT e MILLER [1] citam que esta indutância é difícil de ser calculada precisamente com fórmulas simples pois a conformação da cabeça de bobina é complexa e difícil de ser representada. Porém, a indutância de cabeça de bobina é geralmente pequena e é suficiente ter um valor aproximado, sem levar em consideração o acoplamento mútuo entre cabeças de bobina.

A indutância de cabeça de bobina (L_{end}) pode ser calculada considerando uma distância geométrica média (GMD) entre os condutores conforme (5.26), considerando um diâmetro de cabeça de bobina (D_{end}) conforme (5.27), (5.28) e (5.29). O cálculo da indutância de cabeça de bobina é apresentado em (5.30) e seus parâmetros são representados na figura 5.6.

$$GMD = 0,447 \sqrt{S_c} \quad (5.26)$$

$$r_W = \frac{D_{sb} - H_r}{2} \quad (5.27)$$

$$\alpha_{end} = \sigma_r \frac{W_t}{H_a} + \sigma_r (S - 1) \quad (5.28)$$

$$D_{end} = r_W \alpha_{end} \quad (5.29)$$

$$L_{end} = \frac{\mu_0 N_{ph}^2 D_{end}}{2} \ln \left(\frac{4 D_{end}}{GMD} - 2 \right) \quad (5.30)$$

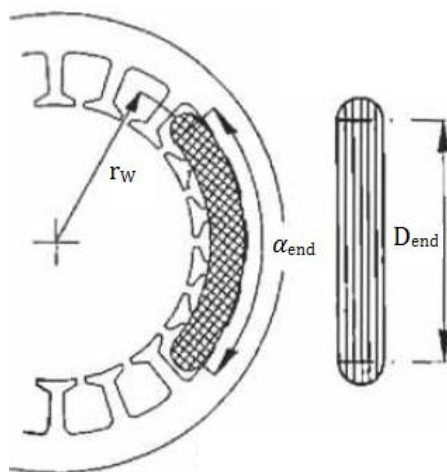


Figura 5.6 – Parâmetros da cabeça de bobina [1].

5.3.6 Indutância síncrona

A reação de armadura faz com que haja uma queda de tensão nos enrolamentos. Isto acontece devido à resistência dos enrolamentos e devido à indutância síncrona, que pode ser calculada conforme (5.31).

$$L_{sync} = L_g + L_{ds} + L_{end} - (M_g + M_{ds}) \quad (5.31)$$

5.4 Resistência dos enrolamentos

Para o cálculo do comprimento dos condutores (l_c) através de (5.32) é utilizado o diâmetro da cabeça de bobina já calculado em (5.29), o comprimento do pacote e o coeficiente de tolerância (k_l).

O coeficiente de tolerância serve para compensar o fato de que o comprimento dos condutores é calculado através do comprimento médio das espiras. Medições em protótipos

comprovam que o erro máximo é de 20% e, assim, adota-se o valor de 1,2 para essa constante.

A resistência dos enrolamentos (R_{ph}) é determinada por meio de (5.33), onde σ_c é a condutividade do cobre.

$$l_c = 2 N_{ph} (D_{end} + L_{STK}) k_l \quad (5.32)$$

$$R_{ph} = \frac{l_c}{\sigma_c S_c} \quad (5.33)$$

5.5 Cálculo da massa e do volume

Com as dimensões do motor determinadas é possível fazer o cálculo da massa e do volume, que permitirá calcular as perdas no ferro do motor e determinar custos.

5.5.1 Cálculo do volume de ferro

O volume de ferro na coroa do rotor (V_{ry}), em um dente do estator (V_{st}) e na coroa do estator (V_{sy}) podem ser determinados através das seguintes equações:

$$V_{ry} = \frac{\pi [(D_r - 2 L_M)^2 - D_{ri}^2]}{4} L_{STK} \quad (5.34)$$

$$V_{st} = [(H_r + H_s)W_t + 2 T_t W_s + (H_s - T_t)W_s] L_{STK} \quad (5.35)$$

$$V_{sy} = \frac{\pi [D_{se}^2 - D_{sb}^2]}{4} L_{STK} \quad (5.36)$$

5.5.2 Cálculo do volume de cobre e ímãs

O volume dos ímãs (V_m) pode ser obtido através de (5.37). O volume de cobre (V_{cu}) pode ser determinado conforme (5.38).

$$V_m = \frac{\pi [D_r^2 - (D_r - 2 L_M)^2]}{4} \alpha_B (L_{STK} + h_M) \quad (5.37)$$

$$V_{cu} = m l_c \frac{\pi \left(\frac{D_c}{1000} \right)^2}{4} \quad (5.38)$$

5.5.3 Cálculo de peso

O cálculo do peso pode ser feito multiplicando o volume pela massa específica de cada material:

- Massa específica do ferro (γ_{fe});
- Massa específica do ímã (γ_m);
- Massa específica do cobre (γ_{cu}).

5.6 Cálculo das perdas

O cálculo das perdas permite obter o rendimento da máquina, possibilitando melhor avaliação do projeto. As perdas calculadas neste item são as perdas no ferro e as perdas Joule.

5.6.1 Cálculo das perdas Joule

Para a ligação das fases em estrela, onde duas fases são chaveadas em série, podemos calcular as perdas Joule (P_j) conforme:

$$P_j = 2 R_{ph} I_{nom}^2 \quad (5.39)$$

5.6.2 Cálculo das perdas no ferro

Após a caracterização do material ferromagnético, são obtidos os coeficientes de perdas do material, sendo esses:

- Coeficiente de perdas por correntes parasitas (k_c);
- Coeficiente de perdas excedentes (k_e);
- Coeficiente de perdas por histerese (k_h).

BATISTELA [8] apresenta como determinar as perdas no ferro a partir da frequência (f) e do regime de indução. Os regimes de induções considerados são os típicos de um motor BLDC com enrolamentos concentrados, e podem ser observados através da figura 5. 7.

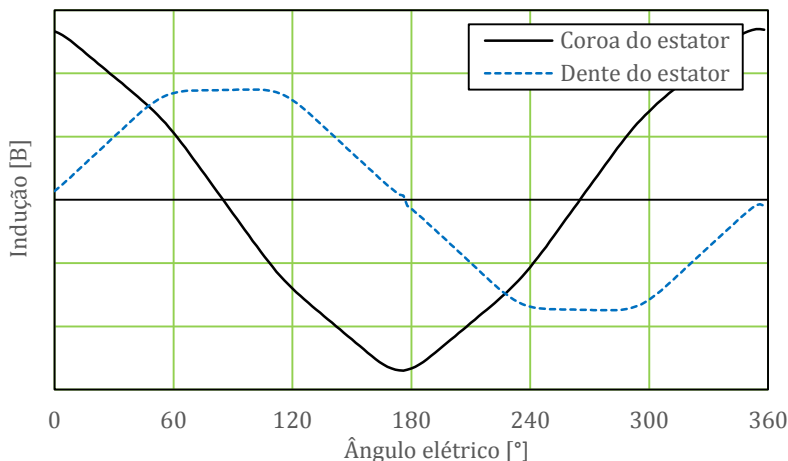


Figura 5. 7 – Comportamento da indução magnética devido ao fluxo dos ímãs no motor BLDC [Autor].

Na coroa do rotor não há variação do fluxo gerado pelos ímãs e a reação de armadura pode ser desprezada, assim as perdas no ferro são desconsideradas.

Por simplificação, o regime de indução é considerado senoidal na coroa do estator, e as perdas no ferro ($P_{f_{sy}}$) podem ser determinadas a partir da fórmula de Bertotti, conforme:

$$P_{f_{sy}} = (k_h f B_{sy}^2 + k_c f^2 B_{sy}^2 + k_e f^{1,5} B_{sy}^{1,5}) V_{sy} \gamma_{fe} \quad (5. 40)$$

Já nos dentes do estator o regime de indução é trapezoidal e as perdas no ferro podem ser determinadas conforme método desenvolvido por Amar e Protat, e apresentado por (5.41), na qual intervém o coeficiente do fator de forma (F_c), que é um coeficiente de relação com a onda senoidal. O fator de forma pode ser determinado através de (5.42) a partir da frequência e da duração

do impulso (τ), calculado conforme (5.43) tendo uma razão cíclica (D). A figura 5.8 representa os parâmetros que intervêm no fator de forma.

$$P_{fst} = (k_h f B_{sy}^2 + k_c f^2 B_{sy}^2 F_c^2 + k_e f^{1,5} B_{sy}^{1,5} F_c^{1,5}) N_r V_{st} \gamma_{fe} \quad (5.41)$$

$$F_c = \frac{2}{\pi \sqrt{f} \sqrt{\tau}} \quad (5.42)$$

$$\tau = \frac{D T}{2} \quad (5.43)$$

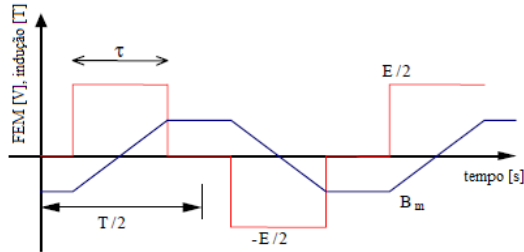


Figura 5.8 – Parâmetros do fator de forma [8].

5.6.3 Cálculo do rendimento

O rendimento (η) pode ser obtido por:

$$\eta = \frac{P_{nom}}{P_{nom} + P_{fsy} + P_{fst} + P_j} \quad (5.44)$$

5.7 Corrente de desmagnetização

A amplitude da corrente que irá resultar na desmagnetização dos ímãs (I_{demag}) pode ser obtida por (5.45), na qual intervém a FMM de desmagnetização (F_{demag}), calculada por (5.46).

$$I_{demag} = \frac{F_{demag} p}{2 N_{ph}} \quad (5.45)$$

$$F_{demag} = \frac{2 (L_M + g)}{\mu_0} \left[\left(\frac{PC B_r}{PC + \mu_{rec}} \right) - B_k \right] \quad (5.46)$$

Para determinar a amplitude da corrente que poderá desmagnetizar os ímãs o pior caso é considerado: o de rotor bloqueado. Na condição de rotor bloqueado não há variação do fluxo enlaçado pelas bobinas, onde podemos considerar a queda de tensão apenas nas resistências de enrolamento. A corrente de rotor bloqueado para um motor na ligação estrela (I_{LRY}) pode ser obtida por (5.47). A FMM gerada pelos enrolamentos na condição de rotor bloqueado (F_{LRY}) pode ser obtida através de (5.48).

$$I_{LRY} = \frac{V_s}{2 R_{ph}} \quad (5.47)$$

$$F_{LRY} = \frac{2 N_{ph} I_{LRY}}{p} \quad (5.48)$$

Geralmente a amplitude da corrente de desmagnetização dos ímãs é menor que a corrente de rotor bloqueado, e assim uma limitação deve ser imposta na corrente de alimentação proveniente do conversor.

5.8 Exemplo de dimensionamento

Os parâmetros físicos para o modelo de dimensionamento realizado através da tabela 4. 5 e da tabela 4. 6 são apresentados na tabela 5. 2.

Tabela 5. 2 – Parâmetros físicos calculados a partir do modelo de dimensionamento [Autor].

Variável	Valor	Unidade	Equação Utilizada
a_q	0	-	3.5
b_q	1	-	3.5
n	2	-	3.5
ν	[1;-2;4;-5;7;-8;10;-11;13;-14;..]	-	5.2
η_x	2	-	5.5

η_y	0,3333	-	5.4
γ	42,82	mm	5.8
φ_c	29,17	mm	5.9
ω_e	377	rad/s	5.10
F_{mv}^+	[0;-1,332.10 ⁻¹⁵ ;0;-1,773.10 ⁻¹⁵ ;...]	V	5.6
F_{mv}^-	[1,5;1,499;1,498;1,497;1,495;1,493,...]	V	5.7
F_{mv}	[373,3;-186,6;93,2;-74,5;53,1;...]	V	5.11
k_p	[1;0;0;-1;-1;0;0;1;1;0;0;-1;-1;...]	-	5.12
ν_n	[1;-8;10;-17;19;-26;28;-35;37;...]	-	5.13
k_i	[0,827;0,1034;-0,0827;-0,04865;...]	-	5.14
τ_r	29,17	mm	5.18
k_{cs}	1,054	-	5.19
g''	6,35	mm	5.20
L_g	38,78	mH	5.21
M_g	12,94	mH	5.22
M_g	17,66	mH	Apêndice B
L_{ds}	53,69	mH	5.23
M_{ds}	12,95	mH	5.25
GMD	20,14	mm	5.26
r_W	41,26	mm	5.27
α_{end}	0,6232	rad	5.28
D_{end}	25,71	mm	5.29
L_{end}	5,601	mH	5.30
L_{sync}	67,46	mH	5.31
l_c	95,72	m	5.32
R_{ph}	5,23	Ω	5.33
V_{ry}	1,768.10 ⁻⁵	m ³	5.34
V_{st}	0,845.10 ⁻⁵	m ³	5.35
V_{sy}	4,897.10 ⁻⁵	m ³	5.36
V_m	3,0.10 ⁻⁵	m ³	5.37
V_{cu}	9,057.10 ⁻⁵	m ³	5.38

P_j	6, 5	W	5.39
P_{fsy}	1,217	W	5.40
τ	$3,171 \cdot 10^{-3}$	s	5.43
F_c	1,131	-	5.42
P_{fst}	1,419	W	5.41
η	96,01	%	5.44
I_{LRY}	29,24	A	5.45
F_{LRY}	22840	V	5.46
F_{demag}	3617	V	5.47
I_{demag}	4,64	A	5.48

Conforme o método proposto no apêndice A1, são determinados os pontos de ligação das bobinas, sendo possível representar os pontos de ligação conforme figura 5. 9. Para obter a ligação estrela, ligação para qual o motor foi projetado, os pontos 4, 5 e 6 devem ser curto circuitados e os pontos 1, 2 e 3 devem ser ligados ao conversor.

Conforme apresentado em 5.1, a FMM de fase é representada pela figura 5. 10 e a FMM de linha é representada pela figura 5. 11. Caso houvesse uma inclinação dos ímãs do rotor ou dentes do estator, a tensão de fase seria representada pela figura 5. 12.

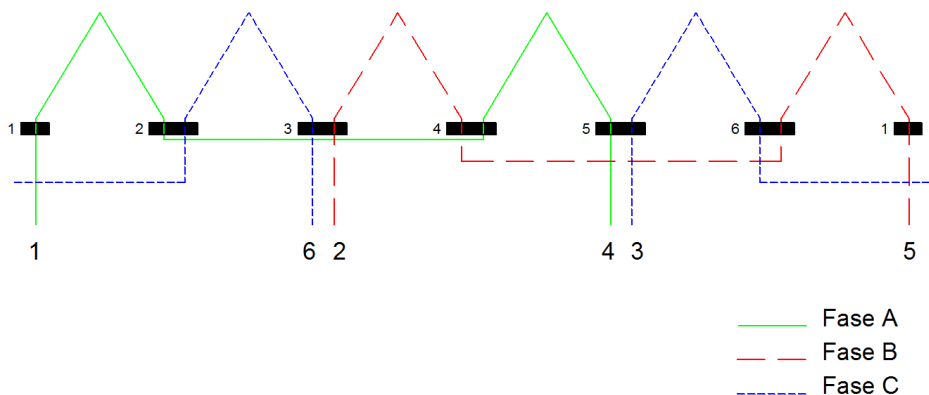


Figura 5. 9 – Esquema de ligação do modelo de dimensionamento [Autor].

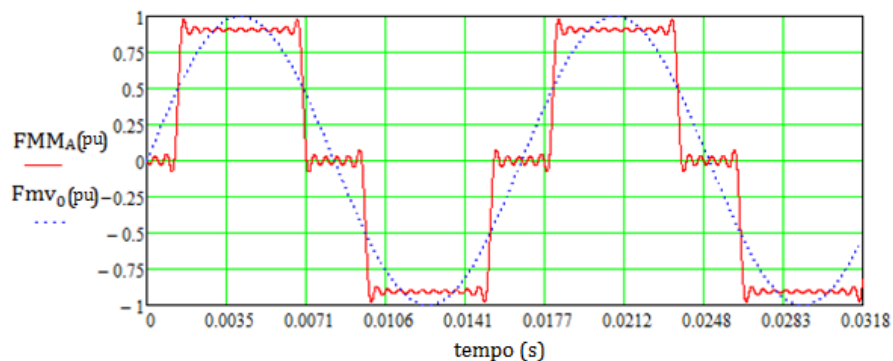


Figura 5. 10 – Platô da FMM_A calculada para o modelo de dimensionamento [Autor].

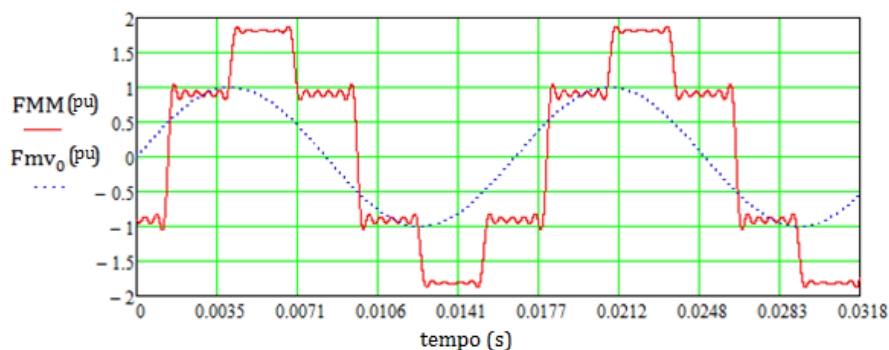


Figura 5. 11 – Platô da FMM de linha calculada para o modelo de dimensionamento [Autor].

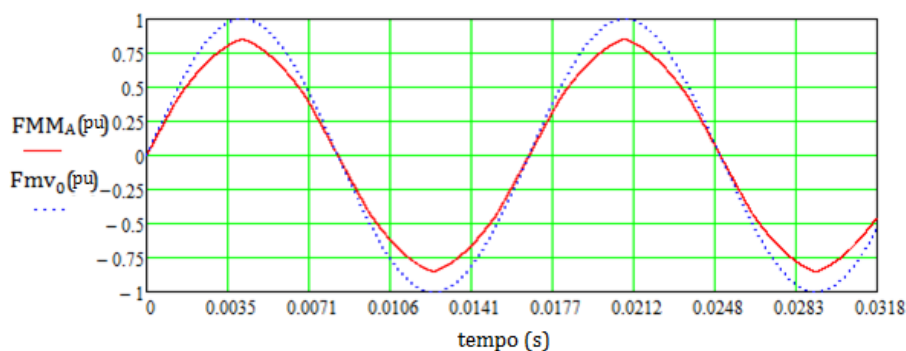


Figura 5. 12 – Platô da FMM_A calculada com fator de inclinação para o modelo de dimensionamento [Autor].

CAPÍTULO 6

Sistema de Otimização de um Motor BLDC com Rotor Interno

A otimização de um motor elétrico é feita a partir de técnicas baseadas em um modelo de dimensionamento, do qual é possível obter dimensões iniciais para a convergência do método. Para melhoria do modelo dimensional pode-se utilizar o método de elementos finitos para se obter a carta da distribuição do fluxo magnético, também chamada de carta de campo. A partir de uma carta de campo, define-se a rede equivalente de relutâncias representando os tubos de fluxo do circuito magnético, sendo que cada relutância representa uma região da máquina.

A otimização realizada neste trabalho utiliza os componentes do software CADES®, desenvolvido na França pelo laboratório G2ELab, que permite utilizar diversos algoritmos de otimização e tem acoplamento com os softwares Reluctool e Thermotool [16].

6.1 Rede equivalente de relutâncias

A elaboração do modelo de otimização é iniciada projetando o motor a partir de um modelo de dimensionamento. O modelo de dimensionamento emprega alguns parâmetros definidos empiricamente e requer, assim, que uma otimização seja feita.

Os itens 4.9 e 5.8 deste trabalho apresentam os parâmetros obtidos a partir do modelo de dimensionamento. Com estas informações, um modelo bidimensional de elementos finitos foi obtido e a distribuição do fluxo magnético é mostrada na figura 6. 1. A posição ilustrada é aquela em que ocorre o maior enlace de fluxo na bobina do dente central para o domínio de cálculo representado. Como a análise da FEM induzida nos enrolamentos da máquina deve ser feita sem contemplar o efeito de reação de armadura, o cálculo foi feito em vazio. Com esta distribuição é possível definir relutâncias representando diferentes partes da máquina. A rede de relutâncias adotada é mostrada na figura 6.2.

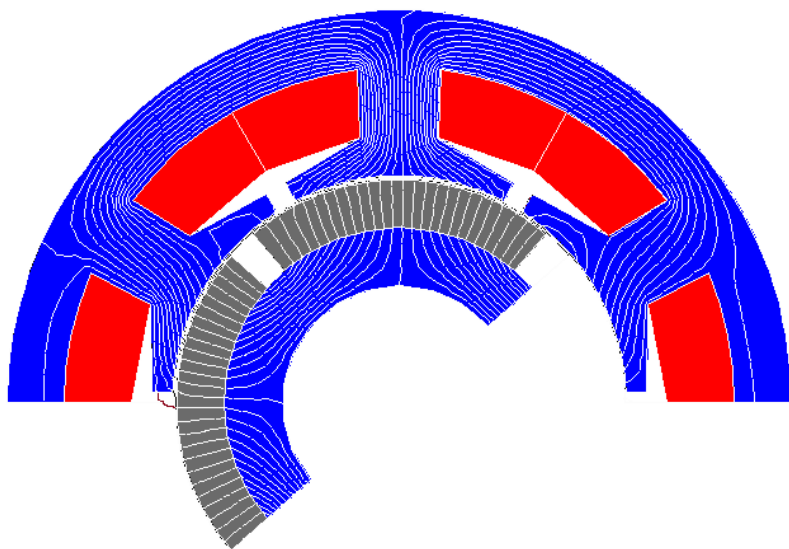


Figura 6. 1 – Carta de campo [Autor].

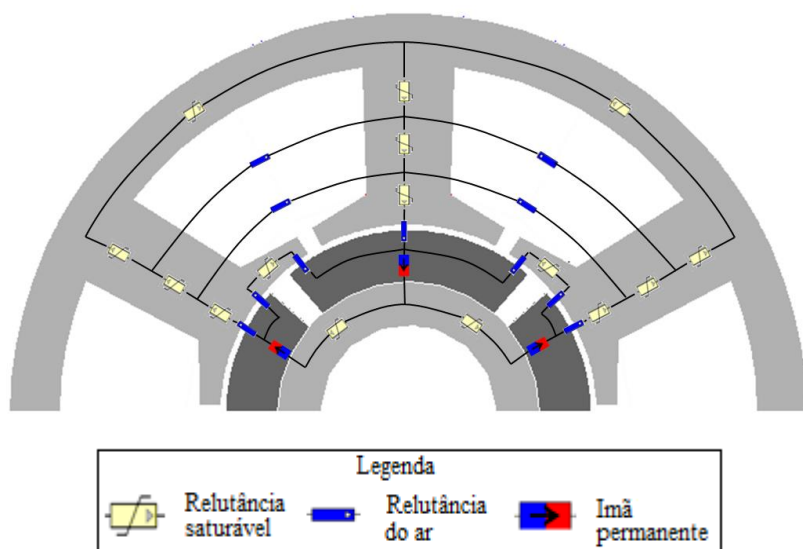


Figura 6. 2 – Rede equivalente de relutâncias [Autor].

A rede equivalente de relutâncias é representada no software Reluctool, onde é possível inserir a curva de permeabilidade do material e os parâmetros relativos às relutâncias. Caso os parâmetros não sejam numéricos, as variáveis são importadas para o componente de geração do CADES, o *CADES Generator*, para que possam ser dados valores de entrada ou para que sejam descritas equações definindo seus valores.

Com a rede equivalente de relutâncias representada no software Reluctool, é possível realizar a compilação gerando um arquivo no formato *rlt*. No CADES é possível fazer a importação desse arquivo, permitindo realizar a leitura do fluxo magnético através das relutâncias, assim como o valor das relutâncias.

6.2 Otimização do motor BLDC

No CADES as equações características da máquina são associadas aos parâmetros das relutâncias, obtendo-se o modelo semi-analítico de dimensionamento. Após compilar o modelo semi-analítico um arquivo no formato *icar* é gerado, o qual pode ser utilizado no componente de otimização CADES, o *CADES Optimizer*. Este último permite a utilização de vários algoritmos de otimização, obtendo-se um sistema conforme apresenta o fluxograma da figura 6. 3. O modelo semi-analítico de dimensionamento é apresentado no apêndice A.4.

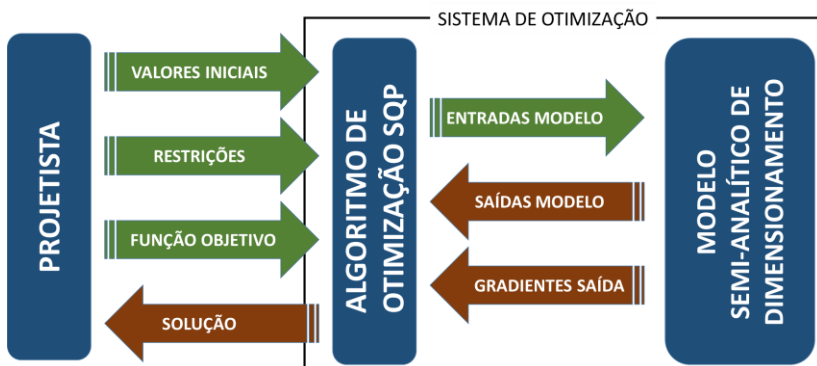


Figura 6. 3 –Fluxograma do sistema de otimização utilizado[Autor].

O algoritmo de otimização escolhido foi o de programação sequencial quadrática (SQP) devido à sua capacidade de gerenciar parâmetros desconhecidos em problemas de saída restrita através das derivadas das iterações, o que seria proibitivo de um ponto de vista computacional, utilizando métodos estocásticos, por exemplo.

O SQP é um algoritmo mono-objetivo utilizado em problemas onde a função objetivo e as restrições variam quadraticamente [17]. O método busca por mínimos locais o que torna importante as dimensões iniciais do modelo de dimensionamento como ponto de partida para garantir a convergência do método, caso a função objetivo não tenha uma curva bem comportada, conforme exemplifica a figura 6. 4.

Para acoplar o SQP com o modelo de otimização é necessário realizar o cálculo da matriz jacobiana. O CADES gera automaticamente os gradientes a partir das formulações implementadas no modelo de otimização, que são baseadas em equações explícitas e implícitas.

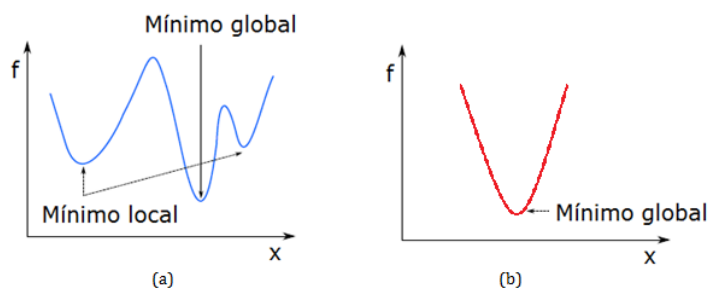


Figura 6. 4 – Curva da função objetivo (a) não comportada (b) comportada [Autor].

No modelo de otimização, o coeficiente de permeância (PC) especificado considera a queda de força magnetomotriz (FMM) no ferro através do processo iterativo. A queda de tensão na resistência dos enrolamentos é determinada corretamente utilizando o valor calculado das respectivas resistências.

Na otimização, as variáveis de entrada e de saída podem ter o seu valor livre, fixo ou restrito dentro de uma faixa de variação. No

caso de uma variável de entrada ser restrita dentro de uma faixa de variação, um valor inicial deve ser informado, sendo geralmente o mesmo valor obtido no modelo de dimensionamento. Para uma otimização mais eficiente, valores fixos devem ser evitados, e a faixa de variação das variáveis deve ser ampla, porém coerente ao valor encontrado no modelo de dimensionamento.

O comportamento das variáveis durante a otimização é analisado no componente de pós-processamento do CADES, o CADES OptimizerPostProcessor. O comportamento das variáveis pode ser analisado por iteração, onde é possível traçar a curva de comportamento delas e plotar os resultados graficamente.

6.3 Modelo Térmico

A conversão eletromecânica de energia gera perdas, as quais são responsáveis por elevar a temperatura da máquina.

SESANGA [9] informa a importância do estudo térmico da máquina elétrica citando a lei de Arrhenius [10], que mostra que um sobreaquecimento de 10°C acima da temperatura limite é suficiente para reduzir em 50% a vida útil do isolamento, e apresenta um estudo de um modelo térmico para uma máquina elétrica com carcaça aletada, o qual será utilizado neste trabalho.

O modelo térmico apresentado por SESANGA [9] têm as seguintes restrições:

- O efeito da radiação não é considerado;
- Regimes térmicos transientes não são modelados, apenas o regime térmico permanente é considerado;
- As perdas estão localizadas no estator, os fenômenos de condução e convecção no entreferro são desconsiderados. A temperatura dos ímãs é considerada igual a 90% da temperatura dos enrolamentos;
- As perdas Joule e as perdas no ferro do estator são as únicas fontes de calor consideradas. Estas são uniformemente distribuídas na máquina;

- O calor é dissipado radialmente, pois há muitas resistências de contato que impedem o fluxo de calor fluir axialmente.

O modelo térmico discretizado consiste em representar um dente da máquina com duas metades de ranhuras, conforme figura 6. 5. Cada parte da máquina é representada por uma resistência térmica. As perdas são representadas por uma fonte de corrente distribuída de forma uniforme pela máquina, a temperatura ambiente (T_{amb}) é representada por uma fonte de tensão.

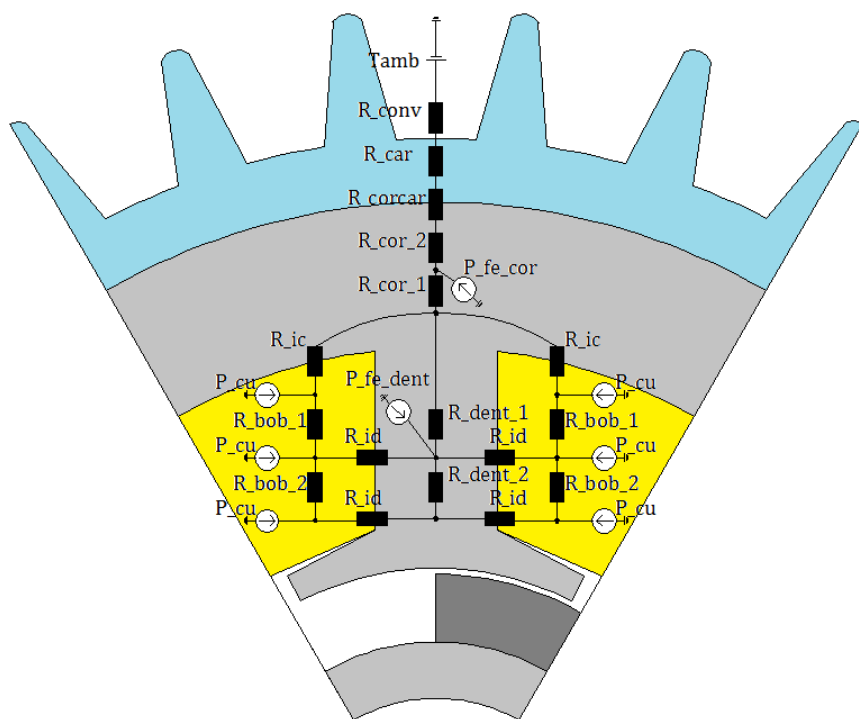


Figura 6. 5 – Modelo térmico discretizado [Autor].

6.3.1 Cálculo das resistências térmicas

As resistências térmicas das bobinas (R_{bob_1} e R_{bob_2}) são calculadas conforme as seguintes equações:

$$R_{bob_1} = \frac{H_r}{2} \frac{1}{\lambda_{bob}} \frac{1}{L_{STK} (H_a + H_b/4)} \quad (6.1)$$

$$R_{bob_2} = \frac{H_r}{2} \frac{1}{\lambda_{bob}} \frac{1}{L_{STK} (H_a/2)} \quad (6.2)$$

A resistência térmica do isolante da coroa (R_{ic}) é calculada conforme (6.3) e a resistência térmica do isolante do dente (R_{id}) é calculada conforme (6.4). A espessura do isolante (e_{ic} e e_{id}) depende da tensão de ruptura desejável e para motores de baixa tensão podem variar de 0,15 mm a 0,4 mm.

$$R_{ic} = \frac{e_{ic}}{\lambda_{isol}} \frac{1}{L_{STK} \left((\sigma_r D_{sb}/2) - W_t \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (6.3)$$

$$R_{id} = \frac{e_{id}}{\lambda_{isol}} \frac{1}{L_{STK} \frac{H_r}{2}} \quad (6.4)$$

As resistências térmicas do dente (R_{dent}) são calculadas conforme (6.5). As resistências térmicas da coroa (R_{cor_1} e R_{cor_2}) são calculadas conforme (6.6) e (6.7).

$$R_{dent} = \frac{H_r}{2} \frac{1}{\lambda_{fer}} \frac{1}{L_{STK} W_t} \quad (6.5)$$

$$R_{cor_1} = \frac{1}{\lambda_{fer}} \frac{N_r}{L_{STK} 2 \pi} \ln \left(\frac{D_{se}}{D_{se} - H_{sy}} \right) \quad (6.6)$$

$$R_{cor_2} = \frac{1}{\lambda_{fer}} \frac{N_r}{L_{STK} 2 \pi} \ln \left(\frac{D_{se} - H_{sy}}{D_{se} - 2H_{sy}} \right) \quad (6.7)$$

A resistência térmica de contato entre coroa e carcaça (R_{corcar}) é calculada por:

$$R_{corcar} = \frac{1}{\lambda_{corcar}} \frac{N_r}{L_{STK} 2 \pi} \ln \left(\frac{D_{se} + 2}{D_{se}} \right) \quad (6.8)$$

A resistência térmica da carcaça (R_{car}) é calculada conforme (6.9), sendo necessário especificar a espessura da carcaça (e_{car}).

$$R_{car} = \frac{1}{\lambda_{car}} \frac{N_r}{L_{STK} 2 \pi} \ln \left(\frac{D_{se} + 2 + 2 e_{car}}{D_{se} + 2} \right) \quad (6.9)$$

A resistência térmica de convecção (R_{conv}) é calculada conforme (6.10), sendo necessário especificar o número de aletas (N_{ale}), a altura das aletas (h_{ale}), o comprimento das aletas no sentido longitudinal (L_{ale}) e o coeficiente de convecção (h_{conv}).

$$R_{conv} = \frac{N_r}{((D_{se} + 2 e_{car} + 2) \pi + N_{ale} 2 h_{ale}) L_{ale} h_{conv}} \quad (6.10)$$

6.3.2 Cálculo do coeficiente de convecção

O coeficiente de convecção é calculado conforme (6.11), sendo necessário especificar o número de Nusselt (N_u) e o diâmetro hidráulico (D_{hid}).

$$h_{conv} = \frac{0,001 \lambda_{ar} N_u}{D_{hid}} + h_{conv_nat} \quad (6.11)$$

O número de Nusselt é uma grandeza adimensional que representa a razão entre transferência de calor de um fluido por convecção e condução e pode ser calculado conforme (6.12), dependendo de outros dois números adimensionais: Reynolds (R_e), calculado por (6.13), e Prandtl (P_r), calculado por (6.14).

$$N_u = 0,023 R_e^{0,8} P_r^{0,4} \quad (6.12)$$

$$R_e = \frac{0,001 V_v \gamma_{ar} D_{hid}}{\mu_{ar}} \quad (6.13)$$

$$P_r = \frac{c_p \mu_{ar}}{\lambda_{ar}} \quad (6.14)$$

A área de passagem, pela qual irá ocorrer a troca de calor, é calculada por (6.15), sendo necessário especificar a espessura da carcaça com o espaçamento do estator (e_{cart}) e a largura média das aletas (l_{m_ale}).

$$A_{pass} = \pi \frac{[(D_{se} + 2 e_{cart} + h_{ale})^2 - (D_{se} + 2 e_{cart})^2]}{4} - N_{ale} h_{ale} l_{m_ale} \quad (6.15)$$

A distância entre aletas (d_{ale}) é calculada por:

$$d_{ale} = \pi \frac{(D_{se} + 2 e_{cart})}{N_{ale}} - l_{m_ale} \quad (6.16)$$

A área bruta de troca de calor (A_{b_troca}) é determinada através de:

$$A_{b_troca} = (d_{ale} + 2 h_{ale}) N_{ale} L_{ale} \quad (6.17)$$

O perímetro bruto de troca de calor (P_{b_troca}) é calculado por:

$$P_{b_troca} = \frac{A_{b_troca}}{L_{ale}} \quad (6.18)$$

O diâmetro hidráulico é calculado por:

$$D_{hid} = 4 \frac{A_{pass}}{P_{b_troca}} \quad (6.19)$$

6.3.3 Cálculo das perdas do modelo térmico

A perda por efeito Joule no cobre (P_{cu}) do modelo térmico são divididas em seis pontos para uma melhor distribuição das perdas na ranhura, resultando em uma melhor representação do modelo, e podem ser calculadas por:

$$P_{cu} = \frac{P_j}{6 N_r} \quad (6.20)$$

A perda no ferro no dente do estator (P_{fe_dent}) é adicionada ao modelo no ponto central do dente, e pode ser calculada por:

$$P_{fe_dent} = \frac{P_{fst}}{N_r} \quad (6.21)$$

A perda no ferro na coroa do estator (P_{fe_co}) é adicionada ao modelo no ponto central da coroa, e pode ser calculada por:

$$P_{fe_co} = \frac{P_{fsy}}{N_r} \quad (6.22)$$

6.3.4 Software ThermoTool

Para poder representar o modelo térmico no modelo semi-analítico de dimensionamento é utilizado o software ThermoTool. A partir da NetList do circuito térmico (que é gerado em softwares de simulação de circuitos eletrônicos), as resistências térmicas, as fontes de corrente representando as perdas e as fontes de tensão representando as temperaturas impostas são carregadas em uma interface onde é possível impor valores para as variáveis ou deixá-las livres para serem determinadas durante a otimização.

O ThermoTool permite classificar as resistências térmicas como:

- Simples, onde o valor da resistência térmica deve ser informado;

- Linear, onde a resistência térmica é calculada conforme (6.23), sendo necessário informar a espessura (e), o coeficiente térmico (λ) e a área (S);
- Cilíndrico, onde a resistência térmica de um cilindro inteiro é considerado e não tem utilização para o cálculo térmico do modelo apresentado;
- Convecção, onde a resistência térmica de convecção é calculada conforme (6.24), sendo necessário informar o coeficiente de convecção (h) e a área (S).

$$R = \frac{e}{\lambda S} \quad (6.23)$$

$$R = \frac{1}{h S} \quad (6.24)$$

Ao compilar o modelo térmico todas as variáveis são importadas para um arquivo no formato *sml* que é acrescentado ao modelo de otimização. Também são gerados dois arquivos nos formatos *java* e *class* que contém o *solver* do circuito térmico.

6.4 Exemplo de otimização

Para a otimização final foram restritas as variáveis de entrada conforme tabela 6. 1 (onde as variáveis com um faixa de variação são organizadas da seguinte forma: “valor inicial” [“faixa de variação”]) e as variáveis de saída conforme tabela 6. 2. Foram necessárias 14 iterações e aproximadamente 0,376 s para se obter a função objetivo de maximizar o rendimento. Os resultados dimensionais do modelo de otimização são apresentados na tabela 6. 3 e os parâmetros físicos são apresentados na tabela 6. 4.

Tabela 6. 1 - Variáveis de entrada do modelo de otimização.

Variável	Valor	Unidade
h_{ale}	12	mm
l_{m_ale}	5	mm
N_{ale}	30	-
B_r	0,425	T
D_r	25 [2-80]	mm
α_B	0,9112	-
α_s	15	°
ep_{carter}	7	mm
g	0,6	mm
H_{ry}	6 [4-15]	mm
H_{sy}	6 [4-15]	mm
I_{nom}	1 [0,1-2]	A
L_{ale}	90	mm
L_M	6 [5-14]	mm
L_{STK}	30 [30-35]	mm
p	2	-
q	0,5	-
S_{fio}	0,7 [0,1-2]	mm ²
S_{ran}	300 [100-10000]	mm ²
T_{amb}	50	°C
V_s	310	V
V_v	1	m/s
W_0	3 [3-4]	mm
ω_m	3000	rpm
W_t	10 [5-15]	mm
Z	2100 [100-10000]	-

Tabela 6. 2 - Variáveis de saída restritas do modelo de otimização.

Variável	Valor	Unidade
B_{ry}	0,5-1,4	T
B_{st}	0,8-1,4	T
B_{sy}	0,8-1,4	T
η	90-100	%
J	2,5-4	A/mm ²
k_r	0,3-0,5	-
PC	(-9,5)-(-10)	-
P_{nom}	205-220	W
TRV	7000-14000	Nm/m ³

Tabela 6. 3 – Resultados dimensionais do modelo de otimização.

Variável	Valor	Unidade
σ_{tan}	3500	Pa
TRV	7000	Nm/m ³
T	0,7	Nm
P_{nom}	220	W
ω_m	3000	rpm
L_{STK}	30	mm
p	2	-
m	3	-
N_r	6	-
g	0,6	mm
PC	-9,5	-
B_{st}	1,17	T
B_{sy}	0,8	T
B_{ry}	1,35	T
B_r	0,425	T
β_M	1,431	rad
h_M	3	mm
V_s	310	V

J	2,5	A/mm ²
N_{cam}	2	-
W_0	3	mm
α_s	15	°
k_r	0,5	-
S	1	-
D_r	65,16	mm
L_M	5,80	mm
D_{si}	66,36	mm
σ_p	1,571	rad
σ_r	1,047	rad
α_B	0,9112	rad
A_g	1023	mm ²
A_M	1233	mm ²
B_g	0,34	T
c_M	22	°
d_M	8	°
θ_M	22	°
Φ_g	$4,74 \cdot 10^{-4}$	Wb
Φ_{dp}	$0,34 \cdot 10^{-4}$	Wb
N_{ph}	686	Espiras
I_{nom}	0,737	A
D_c	0,61	mm
S_{ran}	404	mm ²
H_{ry}	5,81	mm
D_{ri}	41,93	mm
W_t	11,51	mm
W_s	10,11	mm
H_s	5,71	mm
D_{sa}	77,78	mm
H_a	29,21	mm

H_b	42,28	mm
H_r	11,31	mm
D_{sb}	100,41	mm
H_{sy}	8,41	mm
D_{se}	117,25	mm

Tabela 6. 4 – Parâmetros físicos dos resultados do modelo de otimização.

Variável	Valor	Unidade
E	298,85	V
L_g	36,95	mH
M_g	12,31	mH
L_{ds}	39,27	mH
M_{ds}	9,81	mH
GMD	22,23	mm
D_{end}	18,38	mm
L_{end}	12,86	mH
L_{sync}	66,81	mH
l_c	79,8	m
R_{ph}	7,45	Ω
V_{ry}	$2,61.10^{-5}$	m^3
V_{st} (1 dente)	$0,85.10^{-5}$	m^3
V_{sy}	$8,63.10^{-5}$	m^3
V_m	$3,25.10^{-5}$	m^3
V_{cu}	$1,09.10^{-4}$	m^3
P_j	5,05	W
P_{fsy}	1,39	W
τ	$3,171.10^{-3}$	s
F_c	1,131	-
P_{fst}	1,93	W
η	96,32	%
h_{conv}	14,8	W/m ² /K
T_{bob}	59,54	°C

Uma análise dos resultados nos permite verificar que as perdas mais significativas para o motor são as perdas Joule. Como consequência da função objetivo, que foi maximizar o rendimento, pode-se concluir que:

- A indução no dente do estator tendeu a um valor próximo ao máximo, resultando em dente mais fino e em bobinas menores, o que eleva as perdas no ferro, porém reduz as perdas Joule;
- A indução na coroa do estator tendeu ao mínimo, a única perda gerada na coroa é a perda no ferro, da qual a parcela significativa é a das correntes parasitas, que variam linearmente com o volume e com o quadrado da indução;
- A indução na coroa do rotor tendeu ao máximo. Não há perdas associadas à coroa do rotor;
- O torque por volume do rotor tendeu ao mínimo, o que resultou em um rotor maior, onde o fluxo gerado pelos ímãs também foi maior se comparado a um rotor com o torque por volume maior, resultando em um menor número de espiras, diminuindo as perdas Joule.

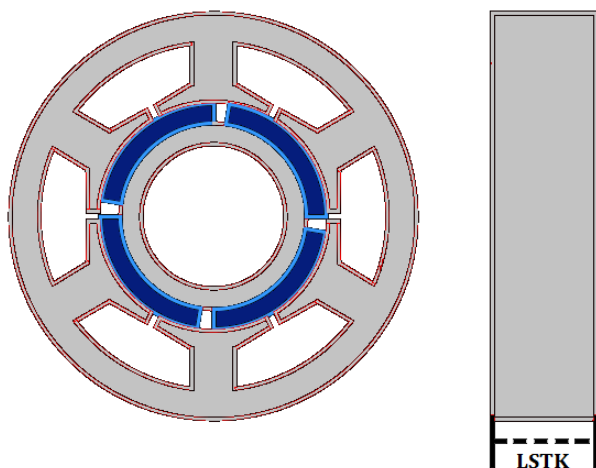


Figura 6. 6 – Desenho gerado pelo GeomMaker dos resultados da otimização
[Autor].

A figura 6. 6 apresenta um desenho com as dimensões do motor gerado pelo GeomMaker, que é um componente do CADES para apresentar os resultados das iterações graficamente no componente OptimizerPostProcessor.

CAPÍTULO 7

Comparação com o método dos elementos finitos

Após obter os resultados a partir de um modelo de dimensionamento ou de um modelo semi-analítico de dimensionamento é necessário compará-los com os resultados obtidos através do método de elementos finitos (MEF). Assim, é possível verificar a eficácia do modelo desenvolvido e comprovar os resultados.

As simulações utilizando o MEF serão feitas através do software EFCAD desenvolvido na Universidade de Santa Catarina (UFSC) pelo Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos (GRUCAD) para a solução de problemas contemplando fenômenos térmicos e eletromagnéticos em duas dimensões.

Os objetivos desse capítulo são:

- Definir as etapas a serem seguidas ao utilizar o software EFCAD;
- Apresentar métodos para comparar os resultados de projeto do motor BLDC com o MEF;
- Validar a otimização realizada em 6.4.

As formulações utilizadas no método dos elementos finitos não fazem parte do escopo desse capítulo.

7.1 Método dos elementos finitos

BASTOS e SADOWSKI [4] citam que a solução de um problema através do método de elementos finitos pode se dividir em três etapas:

- Pré-Processamento, onde os dados gerais (geometria, fontes de campo, condições de contorno) são fornecidos pelo usuário. Além disso, a

malha de elementos finitos é gerada;

- Processamento, onde o método de elementos finitos é aplicado ao domínio discretizado para a solução do problema;
- Pós-Processamento, onde resultados gráficos (linhas equipotenciais, etc.) e resultados numéricos (fluxo, campos, forças, indutâncias, etc.) são calculados e fornecidos ao usuário.

7.1.1 Pré-Processamento

A entrada de dados do EFCAD para discretizar o domínio de estudo utiliza o módulo EFD, que cria um arquivo com a extensão *pre* e no formato ASCII, contendo informações da geometria do problema.

No caso do domínio de estudo ser um motor, o número mínimo de ranhuras para discretizar corretamente o domínio de estudo é obtido através de (7.1), onde *gcd* é a função matemática para maior divisor comum.

$$F = gcd(N_r , p) \quad (7.1)$$

No EFD as coordenadas da geometria do domínio de estudo devem ser definidas a partir do ponto geométrico médio, no caso de um motor, a partir do centro do eixo. O domínio representado no EFD deve ser totalmente fechado.

Após criar o arquivo de extensão *pre* as informações do tipo de material, sentido das correntes, condições de contorno e de periodicidade são introduzidas através do módulo EFM. As características e os números dos materiais podem ser editados e visualizados através do módulo EFP.

Para simular a rotação do rotor é inserida uma banda de movimento no entreferro, onde, um movimento angular pode ser tratado por esta técnica. Para evitar problemas de precisão com o cálculo a partir de dados dos elementos da banda, deve ser evitado que os elementos da banda se deformem. No caso do movimento de

um rotor em 180° com intervalos de simulação de 1° , os arcos da banda devem conter 180 pontos.

As condições de contorno são definidas no sentido anti-horário conforme indica a figura 7. 1. Para a condição de Dirichlet, onde o potencial vetor tangencial é imposto, os limites aplicáveis são os do diâmetro interno do rotor e do diâmetro externo do estator.

O domínio de estudo representa apenas uma parte do motor, e este se repete periodicamente. Para modelar o funcionamento do motor completo, são empregadas condições de periodicidade nos limites radiais do domínio (representação de dois polos). Caso os domínios se repetissem invertendo o sentido da corrente, a condição de anti-periodicidade seria aplicada (representação de um polo).

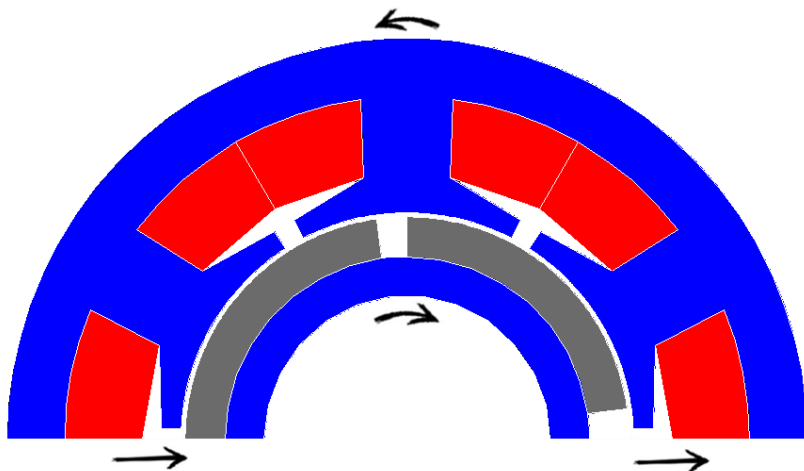


Figura 7. 1 – Motor como domínio de estudo de elementos finitos [Autor].

Após definir todas as propriedades do domínio de estudo, a malha de elementos finitos é gerada, conforme figura 7. 2, onde é possível obter uma malha mais fina perto da região do entreferro. Um arquivo *elf* é criado contendo todas as informações.

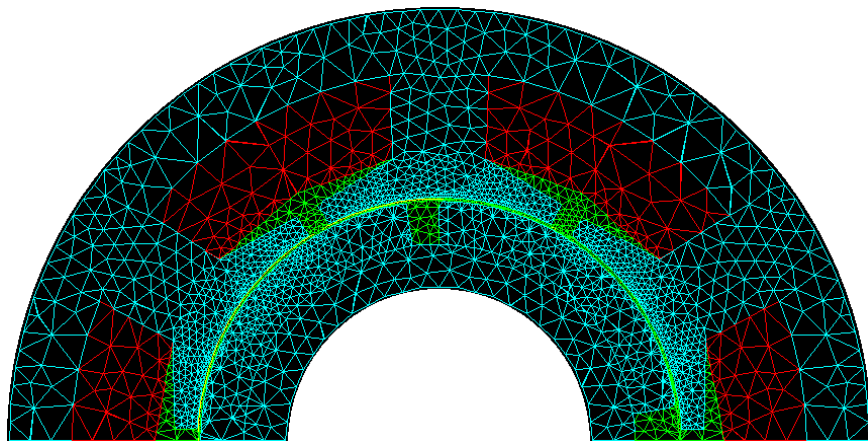


Figura 7.2 – Malha gerada a partir do domínio de estudo [Autor].

7.1.2 Processamento

A partir de um arquivo com extensão *elf* contendo as informações do domínio de estudo é possível obter a solução do problema eletromagnético através de um dos módulos de processamento do EFCAD.

Existem vários módulos de processamento do EFCAD, cada um com a finalidade de contemplar um tipo de problema eletromagnético, podendo ser ele: estático (EFCS), estático com rotação (EFCR), eletrodinâmico (EFCMF), eletrodinâmico com rotação (EFCM), entre outros [13].

O módulo EFCS é o módulo para a solução de problemas estáticos, onde é obtida a solução para a posição em que o domínio de estudo foi discretizado.

Para obter a solução do problema estático girando o rotor com a banda de movimento é utilizado o módulo EFCR, onde o intervalo de rotação é informado através de uma interface e as cartas de campo são salvas para cada caso. Ao utilizar o módulo EFCR é possível criar arquivos para serem visualizados nos módulos de pós-processamento no formato *des* com informações de:

- Densidade de corrente;
- Fluxo enlaçado pelas bobinas;

- Indutância própria;
- Indutância mútua entre fases;
- Torque estático;
- FEM;
- Indução em até cinco pontos da máquina;

Adicionalmente também é possível gerar um arquivo no formato *los* contendo informações de perdas no ferro em até cinco diferentes materiais da máquina.

7.1.3 Pós-Processamento

No EFCAD existem três módulos principais de pós-processamento:

- EFGN, onde é possível visualizar as cartas de campo para cada caso simulado;
- DSN, onde é possível visualizar os arquivos no formato *des* gerados na etapa de processamento;
- EFCMOUT, onde é possível visualizar o arquivo no formato *los* com as perdas no ferro em até cinco materiais componentes da máquina.

7.1.4 Perdas no ferro através do método de elementos finitos

BASTOS e SADOWSKI [4] apresentam como obter as perdas no ferro em cada elemento no método dos elementos finitos a partir da variação da indução. A perda por histerese é obtida através equação de Steinmetz apresentada por (7.2), onde η_{St} e α_{St} são parâmetros de perda por histerese do material, obtidos experimentalmente.

$$P_h = \frac{1}{\gamma_{fe}} \frac{1}{T} \eta_{St} |B|^{\alpha_{St}} \left(1 + \frac{0,65}{|B|} \sum_{i=1}^n \Delta B_i \right) \quad (7.2)$$

A perda por correntes de Foucault é obtida por (7.3) onde σ é a condutividade do material e d é a espessura da chapa.

$$P_f = \frac{1}{\gamma_{fe}} \frac{1}{T} \frac{\sigma}{12} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt \quad (7.3)$$

A perda por excesso é obtida por (7.4), onde G é um coeficiente adimensional, V_0 caracteriza a distribuição estática do campo coercitivo local e leva em conta o tamanho do grão e S é a seção transversal.

$$P_e = \frac{1}{\gamma_{fe}} \frac{1}{T} \sqrt{\sigma G V_0 S} \int_0^T \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^{1,5} dt \quad (7.4)$$

A perda total no ferro é a soma de (7.2), (7.4) e (7.5).

7.2 Comparação dos resultados de projeto do motor BLDC com o método dos elementos finitos

As simulações do motor BLDC através do EFCAD pode ser feita utilizando o módulo EFCR para o modelo eletromagnético e o módulo EFCTS para o modelo térmico. Cada grandeza do motor pode requerer um procedimento específico, conforme será visto a seguir.

7.2.1 Simulação sem corrente nos enrolamentos

Ao fazer a simulação em elementos finitos de um motor BLDC sem corrente nos enrolamentos podemos validar:

- A FEM gerada nos enrolamentos;
- O *cogging* torque.

Como a reação de armadura pode modificar o platô da FEM gerada nos enrolamentos induzida pelos ímãs, esta simulação é realizada sem corrente nos enrolamentos. Os arquivos no formato *des* da FEM e do *cogging* torque podem ser verificados no módulo de pós-processamento DSN, conforme figura 7. 3 e figura 7. 4 respectivamente. A tabela 7. 1 compara os parâmetros otimizados e obtidos por elementos finitos.

Tabela 7. 1 – Comparação dos resultados.

Variável	Unidade	Modelo de Otimização	Elementos Finitos	Diferença (%)
E	V	298,85	284,9	4,89
T_{cog}	Nm	-	0,06	-

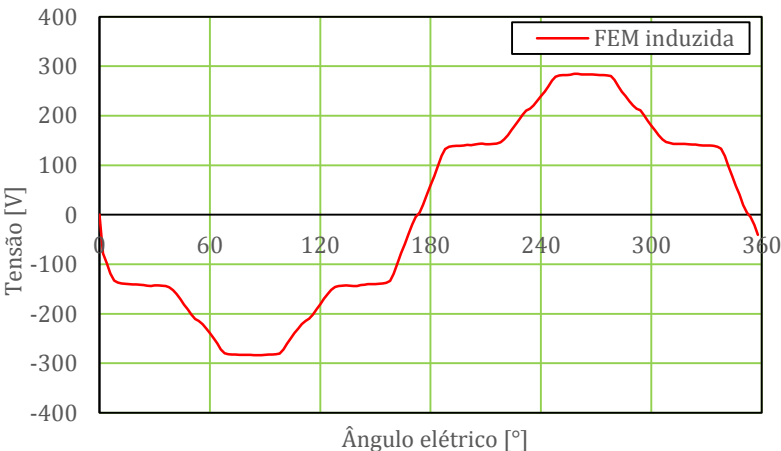


Figura 7. 3 – Resultado da FEM nos enrolamentos [Autor].

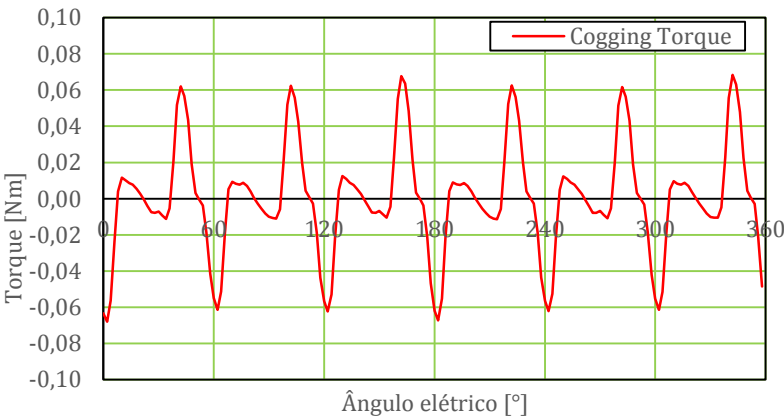


Figura 7. 4 – Resultado do *cogging* torque [Autor].

7.2.2 Simulação com corrente nominal

Ao fazer a simulação em elementos finitos de um motor BLDC com corrente nominal nos enrolamentos podemos validar:

- O torque nominal;
- As induções para as quais a máquina foi projetada;
- As perdas no ferro.

Para a ligação estrela, apenas duas fases são chaveadas simultaneamente em cada instante de tempo, uma com corrente nominal no sentido positivo e outra com corrente nominal no sentido negativo do enrolamento. Na simulação através do método dos elementos finitos as fases foram chaveadas conforme figura 7. 5, impondo as correntes em fase com as FEM, conforme apresentado no funcionamento da máquina através da figura 2. 4.

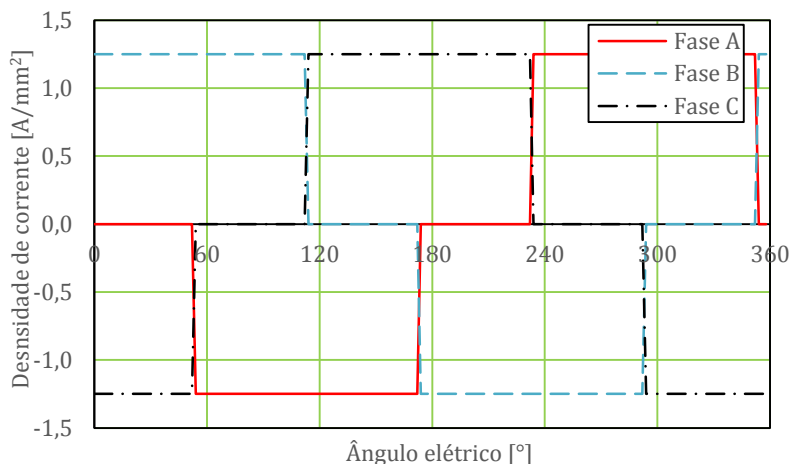


Figura 7. 5 – Correntes para o resultado do torque nominal [Autor].

O arquivo no formato *des* do torque pode ser verificado no módulo de pós-processamento DSN, conforme figura 7. 6. O torque máximo da curva é de 0,64 Nm. Porém, devido às aberturas de ranhura, passo de ímã adotado e platô da FEM, regiões de vale foram criadas resultando em um torque médio de 0,592 Nm.

No módulo de pós-processamento EFGN é possível visualizar a carta de campo para a posição desejada do rotor bem como visualizar a amplitude das induções nos elementos da máquina conforme figura 7. 7.

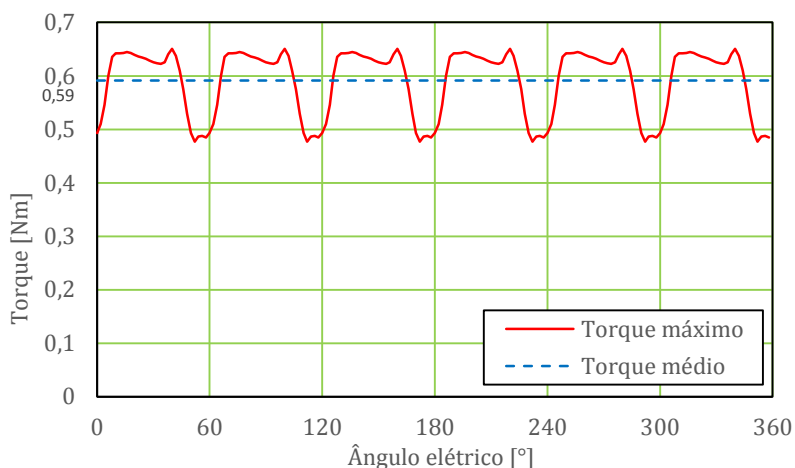


Figura 7. 6 – Resultado do torque nominal [Autor].

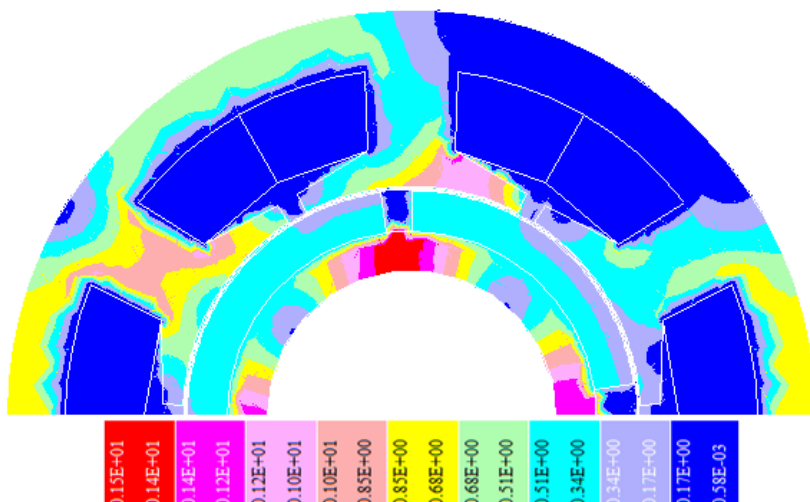


Figura 7. 7 – Resultado das induções [Autor].

O arquivo no formato *loss* das perdas no ferro pode ser verificado no módulo de pós-processamento EFCMOUT, conforme figura 7. 8. O valor das perdas no ferro para o elemento com maior perda é informado e a escala de cores é normalizada para este valor. Na figura 7. 8 o elemento com maior perda no ferro possui o valor de $281,1 \cdot 10^3 \text{ W/m}^3$.

A tabela 7. 2 compara os parâmetros otimizados com os valores obtidos por elementos finitos.

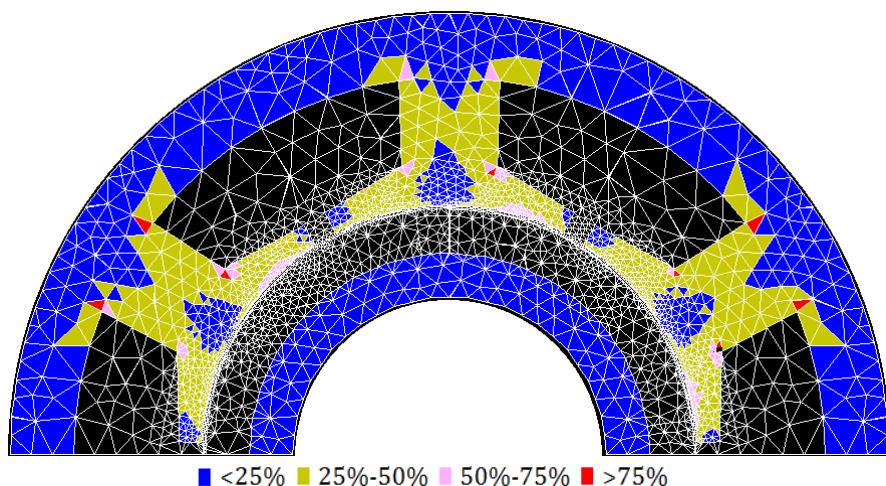


Figura 7. 8 – Resultado das perdas no ferro [Autor].

Tabela 7. 2 – Comparação dos resultados.

Variável	Unidade	Modelo de Otimização	Elementos Finitos	Diferença (%)
T	Nm	0,70	0,64	8,57
P_{fe}	W	3,32	3,63	9,33

7.2.3 Simulação sem ímãs e com corrente nominal na fase A

Ao fazer a simulação em elementos finitos de um motor BLDC sem ímãs e com corrente nominal em apenas uma das fases podemos validar:

- A indutância própria;

- A indutância mútua;
- A indutância síncrona.

A indutância é definida classicamente como sendo a relação entre o fluxo enlaçado pela bobina e a corrente que originou o fluxo. No caso da simulação em elementos finitos a presença dos ímãs faz com que os enrolamentos sempre estejam enlaçando uma parcela do fluxo gerado pelos ímãs. Para anular o fluxo dos ímãs para validar as indutâncias as regiões que contêm ímãs são definidas como ar.

Os arquivos no formato *des* das indutâncias própria e mútua podem ser verificados no módulo de pós-processamento DSN, conforme figura 7. 9 e figura 7. 10 respectivamente. A tabela 7. 3 compara os parâmetros otimizados com os valores obtidos por elementos finitos.

Tabela 7. 3 – Comparação dos resultados.

Variável	Unidade	Modelo de Otimização	Elementos Finitos	Diferença (%)
L_g	mH	36,95	63,50	41,81
M_g	mH	12,31	28,30	39,96

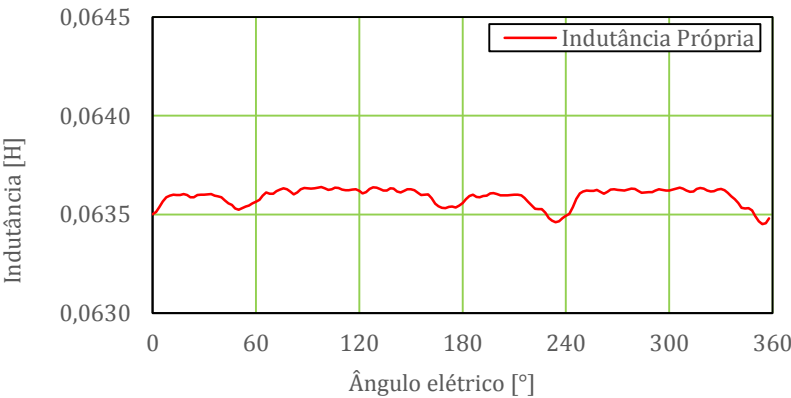


Figura 7. 9 – Resultado da indutância própria[Autor].

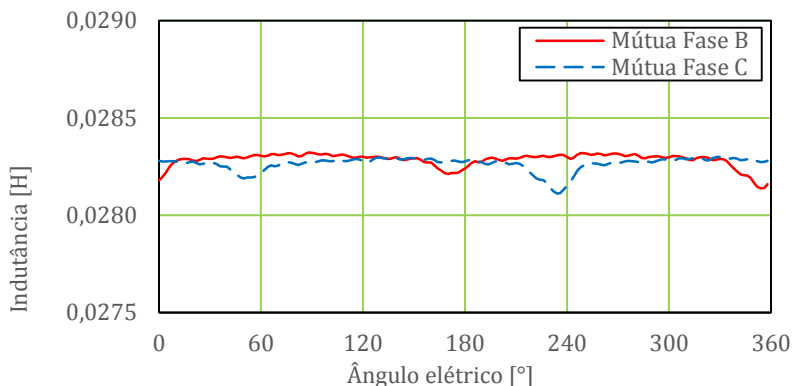


Figura 7. 10 – Resultado da indutância mútua [Autor].

A equação 5.21 é uma equação geral e considera que o fluxo atravessa duas vezes o entreferro, sem considerar a dispersão do fluxo pela sapata do dente. A dispersão do fluxo da reação de armadura pela sapata dente possui uma parcela representativa no motor BLDC devido ao tamanho do entreferro efetivo formado pelos ímãs, conforme figura 7. 11, o que faz com que as indutâncias apresentem uma diferença maior que 15% na comparação.

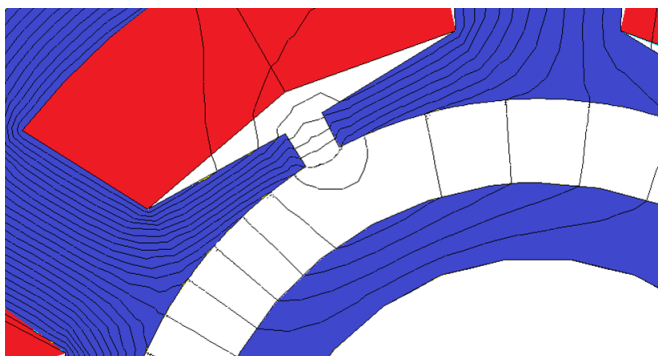


Figura 7. 11 – Dispersão do fluxo pela sapata do dente da reação de armadura [Autor].

Para uma melhor aproximação no cálculo da indutância própria, o autor propõe ser feito um cálculo considerando o caminho magnético da sapata do dente e do entreferro, conforme (7.5) e (7.6).

A tabela 7. 4 compara o valor obtido da indutância própria pela equação proposta com o valor obtido por elementos finitos.

$$R_m = \left[\frac{\mu_0 \sigma_r r_g L_{STK}}{3 g''} + \frac{\mu_0 T_t L_{STK}}{W_0} \right]^{-1} \quad (7.5)$$

$$L_g = \frac{N_r}{m} \left[\frac{N_{ph}}{\left(\frac{N_r}{m}\right)} \right]^2 \frac{2}{R_m} \quad (7.6)$$

Tabela 7. 4 – Comparação entre equação proposta e simulação.

Variável	Unidade	Equação proposta	Elementos Finitos	Diferença (%)
L_g	mH	56,45	63,50	11,11

A indutância síncrona pode ser obtida através do método dos elementos finitos alimentando duas fases em série e dividindo o valor da indutância de linha por dois.

A tabela 7. 5 compara o valor da indutância síncrona obtida através de (5.31), utilizando a indutância de entreferro da equação proposta através de (7.6), com o valor obtido por elementos finitos.

Tabela 7. 5 – Comparação entre equação proposta e simulação.

Variável	Unidade	Modelo de Otimização	Elementos Finitos	Diferença (%)
L_{sync}	mH	81,46	93,20	12,59

7.2.4 Comparação do modelo térmico

Os resultados do modelo térmico utilizando o MEF são obtidos representando o domínio térmico do motor otimizado no item 6.4 através da malha de elementos finitos, conforme apresentado na figura 7. 12.

As características térmicas dos materiais podem ser editadas e visualizadas através do módulo EFTP e definidas no domínio de estudo através do módulo EFM. No perímetro externo da carcaça

deve ser definida a temperatura ambiente e também o coeficiente de convecção.

É típico o comprimento da carcaça ser maior que o comprimento do pacote. Para representar a convecção do motor corretamente em elementos finitos, no qual estamos trabalhando apenas com o plano 2D, o coeficiente obtido através da equação 6.11 deve ser multiplicado pela relação entre o comprimento da carcaça e o comprimento do pacote.

No método de elementos finitos implementado no EFCAD, a propagação de calor acontece através da condução térmica. BASTOS, SADOWSKI *et al.* [18] fazem uma aproximação permitindo definir um material para a região do entreferro a partir de dados de medição da temperatura no entreferro de um protótipo.

Na etapa de projeto, a temperatura no entreferro é desconhecida. Para esta topologia, a perda no rotor é desconsiderada. Assim, é definido um material isolante de alta qualidade no entreferro assumindo que o rotor está em equilíbrio térmico, fazendo com que o calor seja dissipado radialmente conforme foi apresentado no modelo térmico.

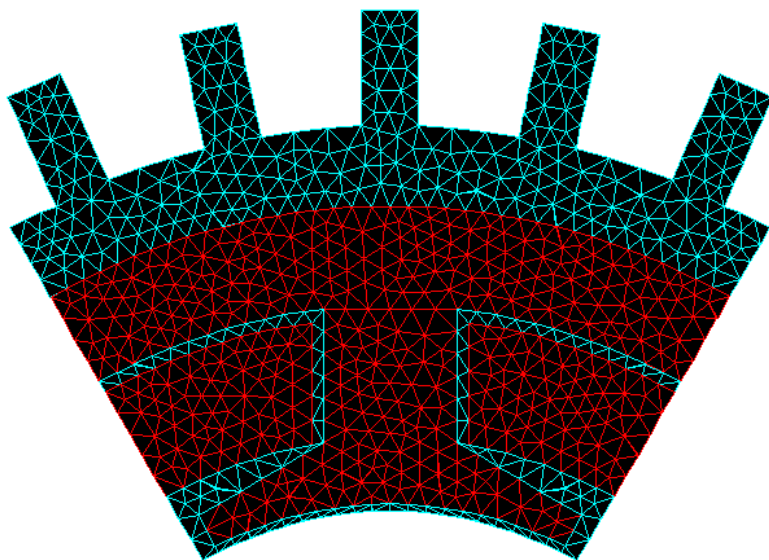


Figura 7. 12 – Malha gerada a partir do domínio de estudo térmico [Autor].

No módulo de processamento EFCTS, a entrada das perdas deve ser volumétrica e multiplicada pelo valor de 1.10^{-6} . Para a comparação do motor otimizado foram utilizadas as perdas conforme tabela 7. 6. Calculamos esses valores de maneira diferente da apresentada em (6.20), (6.21) e (6.22) para adaptar o valor das perdas com o EFCAD.

Tabela 7. 6 – Perdas de entrada da simulação térmica no módulo EFCTS.

Variável	Unidade	Equação	Valor Utilizado
P_{cu}	W/mm^2	$\frac{P_j}{2 N_r S_{ran} L_{STK}} 10^{-6}$	$35,0 \cdot 10^{-3}$
P_{fe_dent}	W/mm^2	$\frac{P_{fsy}}{N_r V_{sy}} 10^{-6}$	$2,684 \cdot 10^{-3}$
P_{fe_co}	W/mm^2	$\frac{P_{fst}}{N_r V_{st}} 10^{-6}$	$6,289 \cdot 10^{-3}$

Através do módulo de pós-processamento EFGN é possível verificar as temperaturas calculadas através dos elementos finitos, conforme figura 7. 13. A tabela 7. 7 compara a temperatura das bobinas do motor otimizado com o valor obtido por elementos finitos.

Tabela 7. 7 – Comparação dos resultados.

Variável	Unidade	Modelo de Otimização	Elementos Finitos	Diferença (%)
T_{bob}	°C	59,54	55	7,62

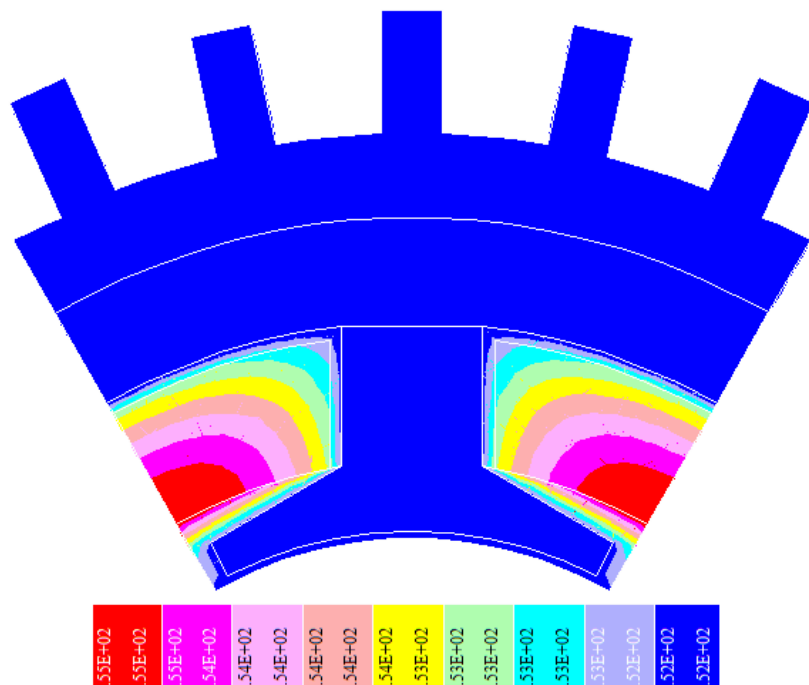


Figura 7. 13 – Resultado da temperatura [Autor].

CAPÍTULO 8

Chaveamento de um motor BLDC

As indutâncias da máquina podem ter uma influência significativa no torque devido ao efeito da comutação, interferindo no funcionamento da máquina no ponto para a qual ela foi projetada. Dada esta importância, será apresentado um estudo sobre este tema.

Neste capítulo, primeiramente é realizada uma fundamentação teórica a partir do artigo de CARLSON, LAJOIE-MAZENC e FAGUNDES [12] apresentando como o valor das indutâncias pode afetar a curva torque e velocidade. Após ser feito este estudo, o modelo dinâmico da máquina otimizada em 6.4 é estudado, utilizando o *software* Matlab, onde é possível analisar o comportamento do torque e das correntes devido ao chaveamento.

8.1 Chaveamento do motor BLDC

Através da análise do artigo “Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless dc Machines” [12] é possível verificar a influência das indutâncias no projeto da máquina. Idealmente, motores BLDC têm uma FEM com forma trapezoidal e são alimentados com correntes retangulares, produzindo um torque constante. Na prática, uma variação no torque pode existir devido à comutação entre fases. Sendo o modelo equivalente da máquina representado conforme figura 8. 1, podemos escrever as equações da máquina conforme (8.1) e (8.2), onde χ é a indutância síncrona.

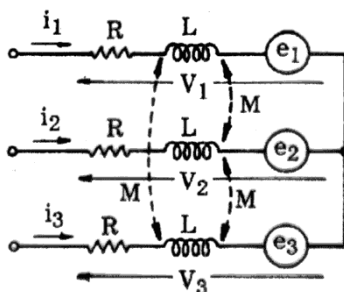


Figura 8. 1 - Modelo equivalente da máquina elétrica BLDC [12].

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \chi & 0 & 0 \\ 0 & \chi & 0 \\ 0 & 0 & \chi \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (8.1)$$

$$\chi = L - M \quad (8.2)$$

8.1.1 Sequência de comutação

Para esta análise, é considerada a comutação entre as fases 1 e 2 apresentada na figura 8. 2, desligando a chave T1 e ligando a chave T2. Imediatamente após desligar a chave T1, ainda há corrente no ramo, e a passagem da corrente acontece pelos diodos de roda livre.

A figura 8. 2(b) representa as fases 1 e 3 conduzindo corrente. A figura 8. 2(c) representa a comutação entre as fases 1 e 2, onde a corrente da fase 2 parte de zero até a corrente nominal através da condução da chave T2 e a corrente da fase 1 parte da corrente nominal até zero através do diodo de roda livre. A figura 8. 2(d) representa as fases 2 e 3 conduzindo corrente.

Para a condição da figura 8. 2(c), as derivadas de corrente são representadas pelas seguintes equações:

$$\frac{d i_1}{dt} = - \frac{(V + 2E)}{3 \chi} \quad (8.3)$$

$$\frac{d i_2}{dt} = + \frac{2(V - E)}{3 \chi} \quad (8.4)$$

$$\frac{d i_3}{dt} = - \frac{(V - 4E)}{3 \chi} \quad (8.5)$$

A variação das correntes nas três fases pode ser descrita por (8.6). Só haverá variação de corrente na fase que não está sendo comutada, caso as variações de corrente nas duas fases que estão sendo comutadas sejam diferentes.

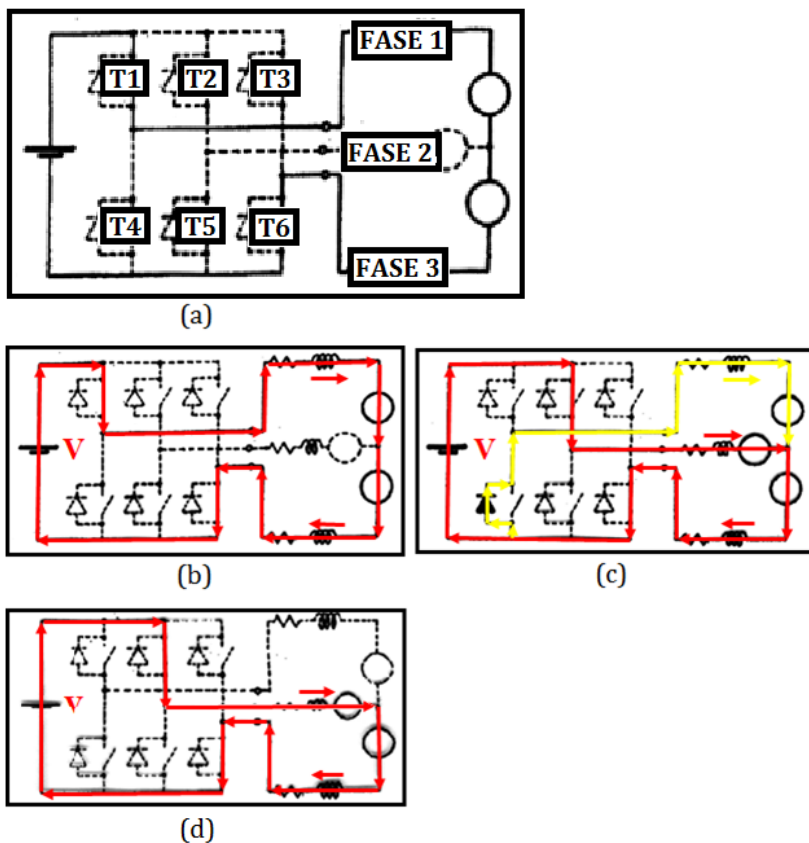


Figura 8. 2 - Sequência de comutação (a) Nomenclatura (b) Caminho das corrente antes da comutação (c) Caminho das corrente durante a comutação (d) Caminho das corrente depois da comutação [12].

$$\frac{d i_1}{dt} + \frac{d i_2}{dt} + \frac{d i_3}{dt} = 0 \quad (8.6)$$

Para a condição da figura 8. 2(d), a derivada de corrente é representada por:

$$\frac{d i_2}{dt} = -\frac{d i_3}{dt} = -\frac{(V - 2E)}{2 \chi} \quad (8.7)$$

8.1.2 Casos de comutação

Através de (8.3), (8.4), (8.5), (8.6) e (8.7) é possível obter 3 casos de comutação, representando três condições que dependem da diferença entre indutância própria e mútua da máquina.

- Caso A

O caso A é representado pela figura 8. 3, onde a variação de corrente nas duas fases que estão sendo comutadas, fases 1 e 2, são iguais. Através de (8.5) e (8.6) é possível observar que para este caso a tensão de barramento é igual a quatro vezes a tensão da FEM de fase ($V = 4 E_{ph}$) e que não há variação de corrente na fase não comutada, fase 3.

O tempo total de comutação pode ser calculado por (8.8). O torque para este caso permanece constante.

$$t_f = \frac{\chi I}{2E} \quad (8.8)$$

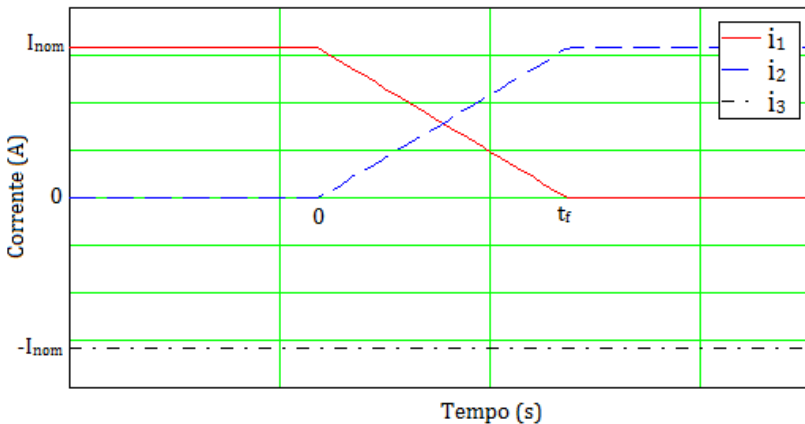


Figura 8. 3 - Variações de corrente para o caso A [Autor].

- Caso B

O caso B é representado pela figura 8. 4, onde a variação de corrente na fase 1 é maior que a variação de corrente na fase 2. Através de (8.5) e (8.6) é possível observar que para este caso a tensão de barramento é menor do que quatro vezes a tensão da FEM de fase ($V < 4 E_{ph}$) e que há variação de corrente na fase não comutada, fase 3.

Os tempos de comutação podem ser calculados por (8.9) e (8.10). O torque neste caso sofre um decréscimo que pode ser calculado em por unidade (pu) através de (8.11), e que para este caso tem o comportamento conforme figura 8. 5.

$$t_{f1} = \frac{3 \chi I}{V + 2E} \quad (8.9)$$

$$t_{f2} = \frac{\chi I}{V - 2E} \quad (8.10)$$

$$\Delta_T = \frac{V - 4E}{V + 2E} \quad (8.11)$$

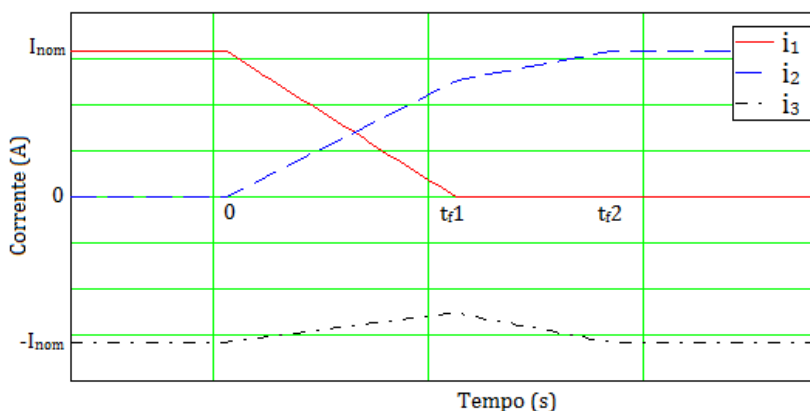


Figura 8. 4 - Variações de corrente para o caso B [Autor].

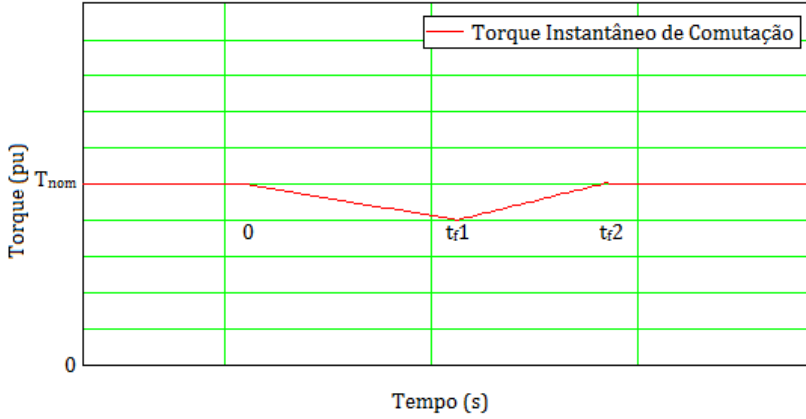


Figura 8. 5 - Variação do torque para o caso B [Autor].

- Caso C

O caso C é representado pela figura 8. 6, onde a variação de corrente na fase 1 é menor que a variação de corrente na fase 2. Através de (8.5) e (8.6) é possível observar que para este caso a tensão de barramento é maior do que quatro vezes a tensão da FEM de fase ($V > 4 E_{ph}$) e que há variação de corrente na fase não comutada, fase 3.

Os tempos de comutação podem ser calculados por (8.12) e (8.13). O torque neste caso sofre um acréscimo que pode ser calculado em por unidade (pu) através de (8.14), e para este caso tem o comportamento conforme figura 8. 7.

$$t_f 1 = \frac{3 \chi I}{2(V-E)} \quad (8.12)$$

$$t_f 2 = \frac{3 \chi I}{(V+2E)} \quad (8.13)$$

$$\Delta_T = \frac{V-4E}{2(V-E)} \quad (8.14)$$

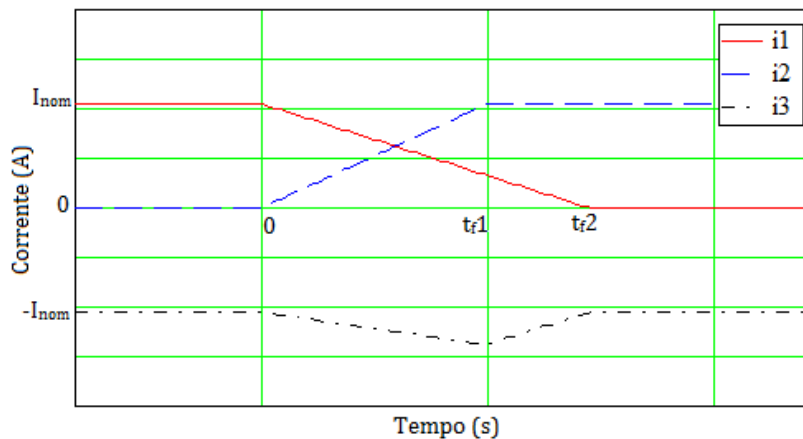


Figura 8. 6 - Variações de corrente para o caso C [Autor].

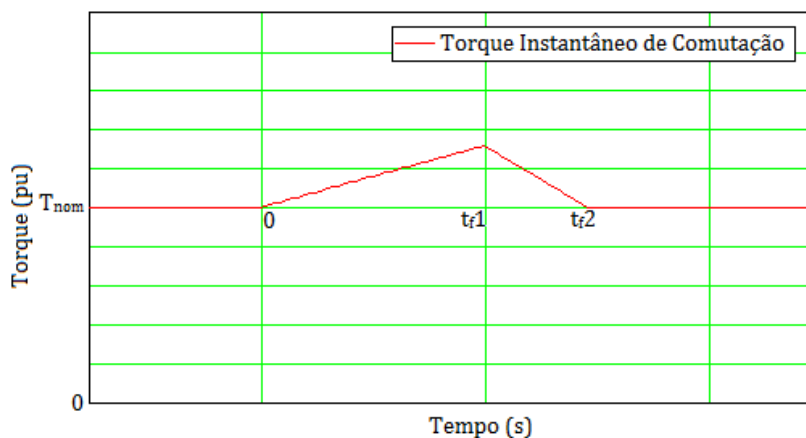


Figura 8. 7 - Variação do torque para o caso C [Autor].

8.1.3 Análise da comutação

Através de (8.11) e (8.14) é obtido o gráfico da variação do torque em função da tensão da figura 8. 8.

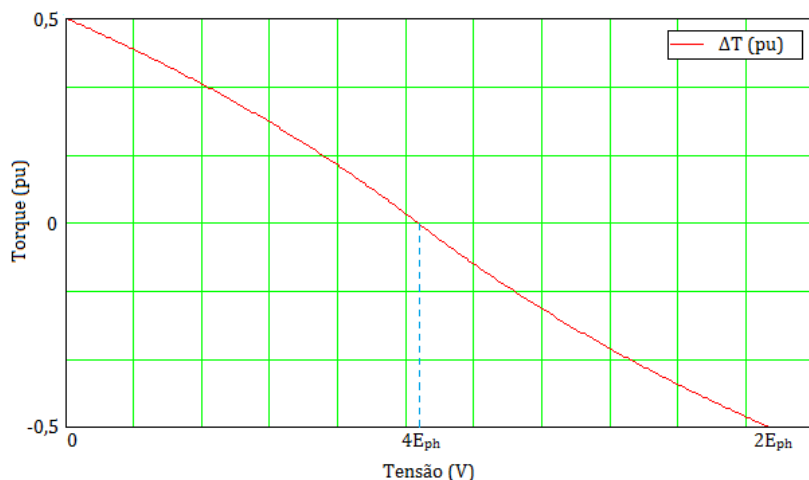


Figura 8. 8 - Variação do torque em função da tensão [Autor].

Através de (8.8), (8.10) e (8.13) é obtido o gráfico do tempo de comutação em função da tensão, conforme figura 8. 9.

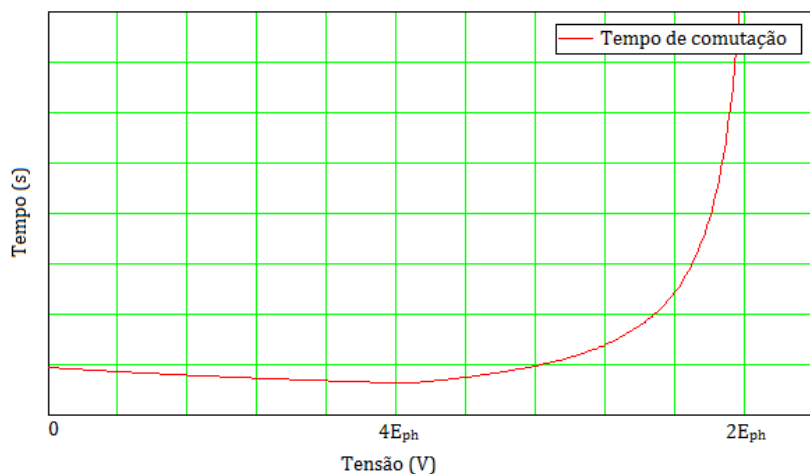


Figura 8. 9 - Variação do torque em função da tensão [Autor].

Fazendo a integração do torque, conforme (8.15), é obtido o torque médio em função da tensão, conforme figura 8. 10, onde T_{cm} é o período de comutação, T_{nom} é o torque nominal.

$$T_{med} = \left[\frac{1}{t_f 1} \int_0^{t_f 1} (T_{nom} + \Delta_T t) dt \right] \frac{t_f 1}{T_{cm}} +$$

$$\left[\frac{1}{(t_f 2 - t_f 1)} \int_0^{(t_f 2 - t_f 1)} (T_{nom} + \Delta_T t) dt \right] \frac{(t_f 2 - t_f 1)}{T_{cm}} +$$

$$T_{nom} \frac{(T_{cm} - t_f 2)}{T_{cm}} \quad (8. 15)$$

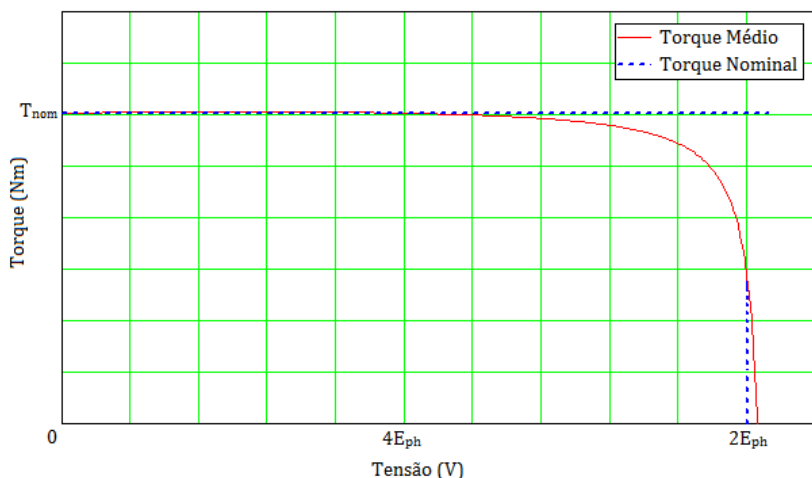


Figura 8. 10 - Variação do torque em função da tensão [Autor].

Fazendo a análise das figuras 8.8, 8.9 e 8.10 é possível observar que a variação do torque devido ao efeito da comutação entre as fases torna-se significativo à medida em que o tempo de comutação aumenta. O ponto em que a tensão de barramento é igual a duas vezes a tensão da FEM de fase ($V = 2 E_{ph}$) é o ponto com maior tempo de comutação e de maior variação do torque devido ao efeito da comutação entre as fases.

8.2 Modelo dinâmico

Para simular o funcionamento dinâmico do motor projetado em 6.4 foi utilizado o conjunto conversor e motor detalhado no diagrama de blocos da figura 8. 11, através do *software* Matlab. A parte de controle do conjunto é composta por:

- Um regulador de velocidade, o qual possui um regulador PI de corrente. A saída deste regulador é um torque de referência aplicado ao bloco controlador de corrente;
- Um regulador de corrente. O torque de referência é convertido para corrente de referência através de um transdutor. Também é obtido o platô da força eletromotriz das fases do motor para o controle do nível da corrente. O regulador de corrente é um controlador de histerese com largura de banda ajustável.

O regulador de corrente controla o disparo do conversor (*gate*) e, então, um acionamento em malha fechada é obtido.

Os dados utilizados para realizar a simulação dinâmica do motor são apresentados na tabela 8. 1.

Tabela 8. 1- Dados utilizado na simulação.

Resistência de fase [Ω]	7,45
Indutância síncrona de fase [mH]	93,2
Inércia [kg.m^2]	$2,3.10^{-4}$
Fricção [N.m.s]	$1,35.10^{-5}$
Pares de pólos p	2
Enlace de fluxo estabilizado pelos ímãs [V.s]	0,2785
Banda de histerese [A]	0,01

8.2.1 Curva de torque por rotação

O modelo dinâmico do Matlab traz a possibilidade de plotar a curva de torque nominal *versus* rotação, conforme figura 8. 12. Através dessa figura é possível observar que o motor sendo projetado para um ponto de operação de 0,7 Nm e 3000 rpm, alcançará para um torque de carga de 0,6 Nm uma rotação um pouco acima de 2000 rpm.

Para operar o motor no ponto de 0,6 Nm e 3000 rpm ele deve ser reprojetoado com um valor de k_E menor do que o atual, diminuindo a indutância da máquina. Para obter o valor dessa constante são reutilizadas (8.9), (8.10), (8.11) e (8.15) no ponto de operação com maior rotação, de maneira iterativa, até que um valor ótimo seja encontrado. Reduzir a constante k_E significa reduzir a tensão induzida, o que irá necessitar que a corrente da máquina seja maior para produzir o mesma potência, o que torna essa solução não interessante. O projeto do motor com as mesmas características do exemplo de otimização, porém com a constante k_E otimizada para o ponto de operação de 0,7 Nm e 3000 rpm é apresentado no apêndice A5.

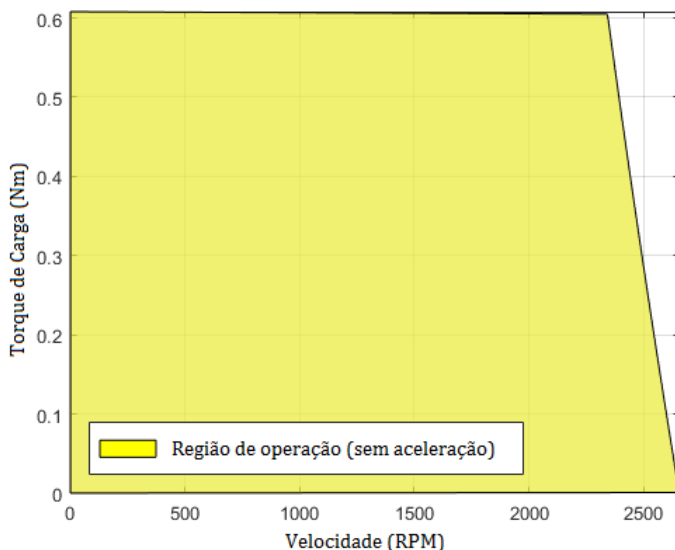


Figura 8. 12 - Curva de torque nominal versus rotação obtida a partir do modelo [Autor].

8.2.2 Acionamento do motor BLDC

Com o objetivo de observar o comportamento do motor na partida tentando alcançar o ponto de operação nominal é realizada a simulação da figura 8. 13 onde são impostas ao motor as condições de torque e rotação nominais no instante de tempo de 0,1 segundos.

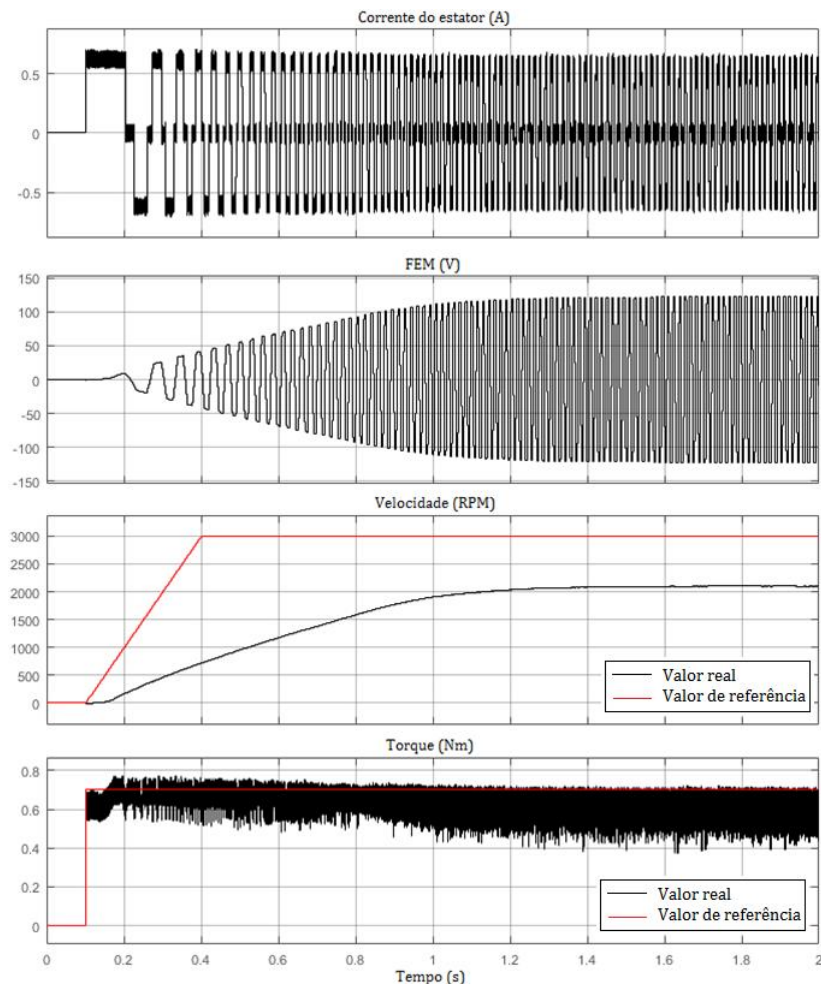


Figura 8. 13 - Partida motor até o ponto de operação nominal [Autor].

Como apresentado anteriormente o motor não consegue alcançar o ponto de operação nominal. Observa-se o comportamento do motor operando em regime permanente com a rotação abaixo da nominal, através da figura 8. 14.

Devido à indutância do motor, é impossível obter as correntes ideais para manter o torque constante no motor. Por isso, o torque eletromagnético é menor do que o torque de referência, especialmente em alta velocidade. Os valores de torque e de velocidade de referência podem ser observados através das linhas em vermelho nas figuras 8.13 e 8.14.

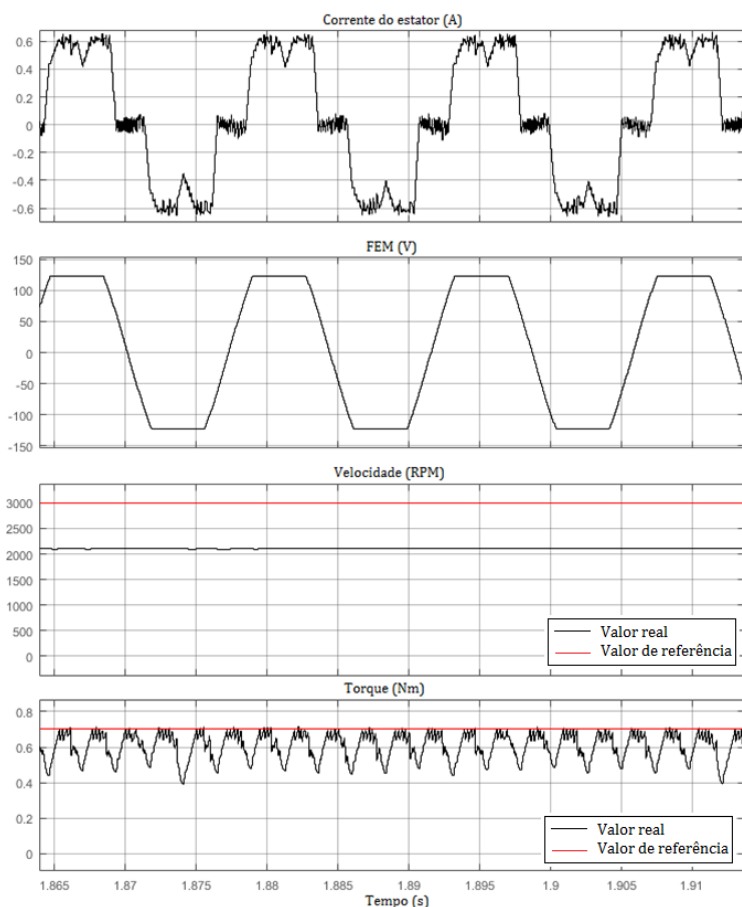


Figura 8. 14 - Regime permanente no ponto de operação nominal [Autor].

8.2.3 Casos de comutação no modelo dinâmico

Neste item serão analisadas as correntes de partida do motor. Através dessa análise é possível observar os casos de comutação conforme o motor acelera.

- Caso A

Neste caso de comutação a tensão de barramento é igual a quatro vezes a tensão da FEM de fase ($V = 4 E_{ph}$) e não há variação de corrente na fase não comutada. Este caso deve ocorrer próximo a 1500 rpm para este motor.

Na figura 8. 15 é possível observar que a fase não comutada não sofre variação no instante da comutação, conforme destacado no círculo em vermelho, caracterizando o caso A.

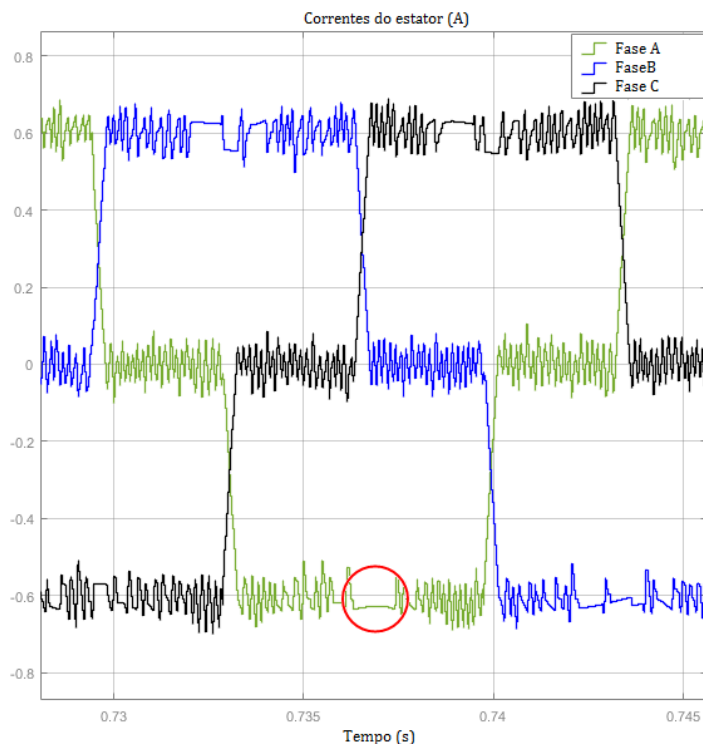


Figura 8. 15 – Caso de comutação A no modelo dinâmico [Autor].

As variações das correntes mensuradas no instante da comutação podem ser observadas através da tabela 8. 2. A comutação apresentada ocorre em 1455 rpm com uma duração de 0,46 ms.

Tabela 8. 2- Variações de corrente caso A.

Fase	Variação [kA/s]
A	0,015
B	1,586
C	1,601

- Caso B

Neste caso de comutação a tensão de barramento é menor que quatro vezes a tensão da FEM de fase ($V < 4 E_{ph}$).

Na figura 8. 16 é possível observar que há uma diminuição no módulo da corrente na fase não comutada no instante da comutação, conforme destacado no círculo em vermelho, caracterizando o caso B. Este caso deve ocorrer acima de 1500 rpm para este motor.

As variações das correntes mensuradas no instante da comutação podem ser observadas através da tabela 8. 3. A comutação apresentada ocorre em 2100 rpm com uma duração de 1,15 ms.

Tabela 8. 3- Variações de corrente caso B.

Fase	Variação [kA/s]
A	0,477
B	1,767
C	1,290

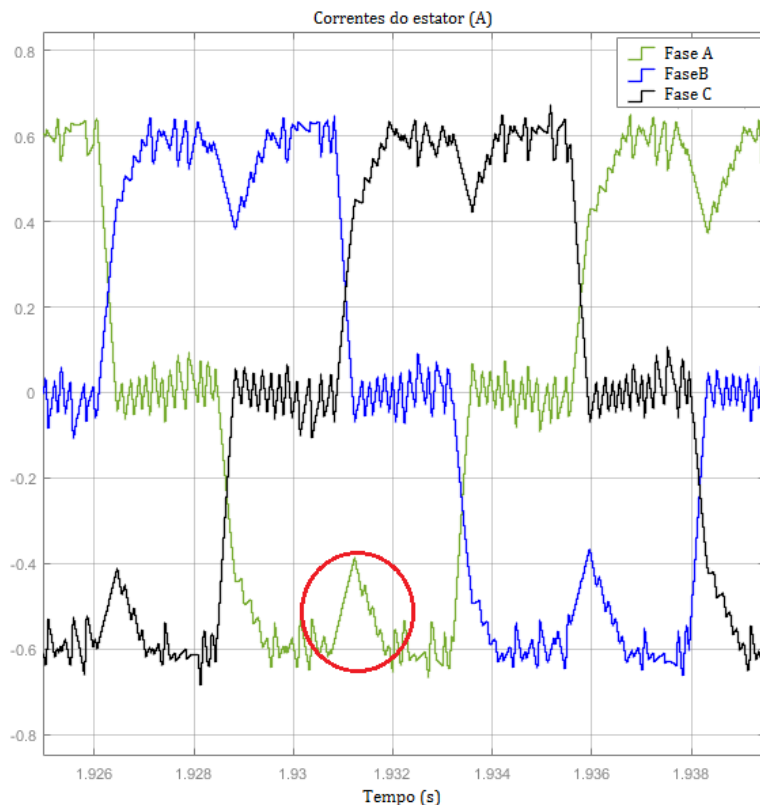


Figura 8. 16 – Caso de comutação B no modelo dinâmico [Autor].

- Caso C

Neste caso de comutação a tensão de barramento é maior que quatro vezes a tensão da FEM de fase ($V > 4 E_{ph}$).

Na figura 8. 17 é possível observar que a variação da corrente na fase não comutada é imperceptível no instante da comutação em conjunto com o controle de histerese. Embora haja variação de corrente, a duração da comutação é muito curta. Este caso deve ocorrer abaixo de 1500 rpm para este motor.

As variações das correntes mensuradas no instante da comutação podem ser observadas através da tabela 8. 4. A

comutação apresentada ocorre em 510 rpm com uma duração de 0,43 ms.

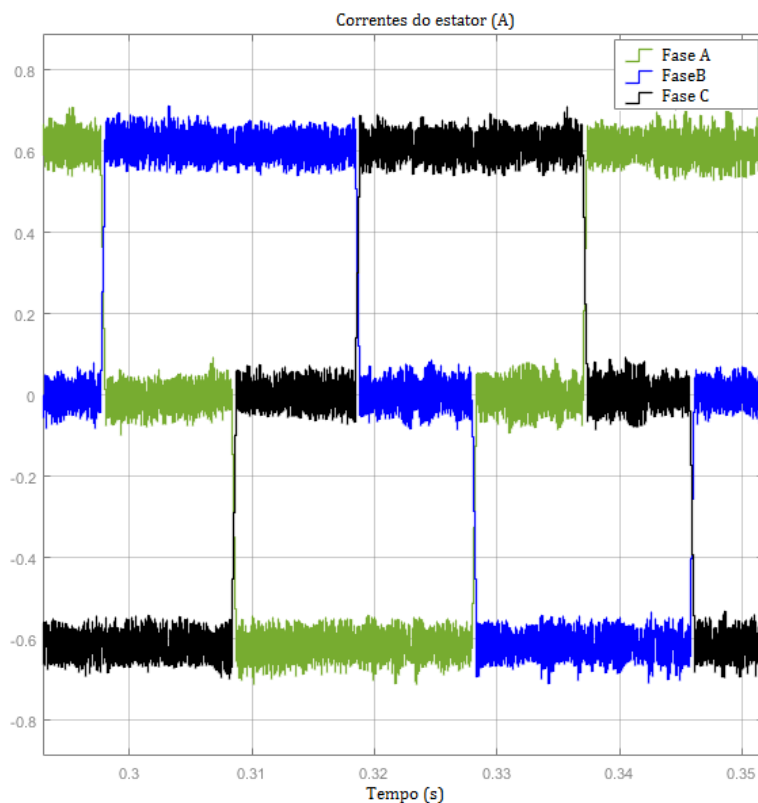


Figura 8. 17 – Caso de comutação C no modelo dinâmico [Autor].

Tabela 8. 4- Variações de corrente caso C.

Fase	Variação [kA/s]
A	0,663
B	1,950
C	1,286

CAPÍTULO 9

Conclusões

O projeto de um motor elétrico é uma área desafiadora por envolver tópicos multidisciplinares como: eletromagnetismo, materiais, termodinâmica, método dos elementos finitos, processos de fabricação e otimização. Pesquisar e desenvolver trabalhos nessa área é uma experiência enriquecedora.

O trabalho apresentou uma metodologia completa para o projeto de motores BLDC, fazendo uma abordagem dos motores com ímãs superficiais de rotor interno e externo. O projeto de um motor de pequeno porte com o rotor interno é realizado, o qual é otimizado para uma maior eficiência. É também realizado o dimensionamento de um motor com o rotor externo de médio porte. A comparação dos resultados de projeto com as simulações utilizando o método dos elementos finitos comprova a eficácia do modelo desenvolvido.

O modelo de dimensionamento por não considerar a queda de FMM no ferro e por necessitar que valores sejam definidos empiricamente (por exemplo: induções, torque por volume do rotor e queda de tensão nos enrolamentos), não apresenta um resultado final de projeto otimizado para a fabricação de um protótipo. Porém, para se obter a rede equivalente de relutâncias e as equações características do motor elétrico, permitindo estruturar o modelo semi-analítico de dimensionamento, o estudo do modelo de dimensionamento é necessário. O modelo de otimização não necessita que parâmetros sejam definidos empiricamente e através das comparações foi possível verificar uma boa precisão com um baixo tempo de computação.

Através do modelo dinâmico foi possível verificar o funcionamento do conjunto motor e conversor. Foi possível concluir que o conhecimento dos efeitos que ocorrem na comutação das fases do motor é imprescindível para a topologia BLDC e deve ser considerada na etapa de projeto. Mesmo o motor estando corretamente dimensionado, ele pode não funcionar no ponto de operação para o qual ele foi projetado sem essa análise.

Para obter uma melhor precisão nos resultados foram propostas duas equações: uma para o cálculo do número de espiras por fase, (4.25), e outra para o cálculo da indutância própria, (7.6). O torque eletromagnético é o produto dos valores de linha da tensão e da corrente. Como as correntes são chaveadas e assumidas constantes na etapa de projeto, a precisão do cálculo do torque eletromagnético depende da fórmula de tensão induzida utilizada. Para poder verificar o comportamento dinâmico da máquina, que influencia na curva de torque por rotação são utilizadas os valores obtidos dos cálculos das indutâncias. Com isso, buscou-se utilizar fórmulas específicas para o motor com ímãs superficiais.

O conteúdo deste trabalho deixa em aberto algumas possibilidades de trabalhos futuros, como:

1. Obter o modelo semi-analítico de dimensionamento para o motor BLDC com o rotor externo;
2. Aplicação da metodologia de projeto a outros tipos de máquinas.

Referências

- [1] HENDERSHOT JR., J. R.; MILLER, T. J. *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*. Oxford, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1994.
- [2] HANSELMAN, Duane. *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. Universidade de Maine, Magna Physics Publishing, 2006.
- [3] BASTOS, J. P. A. *Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-Estática*. Editora da UFSC, Florianópolis, 2004.
- [4] BASTOS, J. P. A.; SADOWSKI, N. *Eletromagnetic Modeling by Finite Element Methods*. Nova York, Marcel Dekker, Inc, 2003.
- [5] SKAAR, S.E.; KROVEL, O.; NILSSEN, R. *Distribution, Coil-span and Winding Factors for PM Machines With Concentrated Windings*. Norwegian University of Science and Technology, 2006.
- [6] PYRHÖNEN, J.; JOKINEN, T.; HRABOVCOVÁ, V. *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, 2008.
- [7] SALMINEN, P. *Fractional Slot Permanent Magnet Synchronous Motors For Low Speed Applications*. Tese para a obtenção de grau de Doutor. Universidade de Tecnologia de Lappeenranta, Finlândia 2004.
- [8] BATISTELA, N. J. *Caracterização e modelagem eletromagnética de lâminas de aço ao silício*. Tese para a obtenção de grau de Doutor. Universidade de Santa Catarina, Brasil 2001.
- [9] SESANGA, N. *Optimisation de Gammes: Application à la Conception des Machines Synchrones à Concentration de Flux*. Tese para a obtenção de grau de Doutor. Instituto Nacional Politécnico de Grenoble, França 2011.
- [10] GRELLET, G.; CLERC, G. *Actionneurs Electriques : Principes Modèles Commandes*. Eyrolle, 1996.
- [11] HARTMAN, A.; LORIMER, W. *Cogging Torque Control in Brushless DC Motors*. Quantum Corp., 2006.
- [12] CARLSON, R.; LAJOIE-MAZENC, M; FAGUNDES, J. C. *Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless dc Machines*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, n. 3, May 1992.

- [13] GRUCAD. EFCAD (Electromagnetic Fields Computer Aided Design). Finite Element 2D System for Electromagnetic and Thermal Field Analysis. UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, version 6.0 - 2002. www.grucad.ufsc.br.
- [14] JIANG, J. Z.; XIA, W.; ZHU, M.; ZHANG, R.; CHAU, K. T.; CHAN, C. C. *Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, n. 2, April 1996.
- [15] CHAU, K. T.; CHAN, C. C.; LIU, C. *Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, n. 6, June 2008.
- [16] Cades, Cades Reference Manual v2.11.1, in: Cades Framework – <http://www.vesta-system.cades-solutions.com>, Vesta-Systems, Grenoble, 2014.
- [17] ANTONIOU, A.; LU, W-S. *Practical Optimization: Algorithms and Engineering Applications*. Springer Science e Business Media, LLC, New York, 2007. 669 p.
- [18] BASTOS, J. P.; SADOWSKI, N.; CABREIRA, M. F. R. R.; ARRUDA, S. R.; NAU, S. L. *A Thermal Analysis of Induction Motors Using a Weak Coupled Modeling*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 33, n. 2, March 1997.

APÊNDICE A1: Metodologia de bobinagem para motores trifásicos

O objetivo deste apêndice é apresentar uma metodologia para a elaboração do esquema de bobinagem para motores trifásicos proposta por HANSELMAN [2], sendo necessário respeitar algumas restrições:

- O motor é trifásico;
- Todas as ranhuras do motor são bobinadas, sendo o número de ranhuras múltiplo do número de fases do motor;
- O enrolamento é camada dupla;
- O enrolamento é balanceado, sendo as fases defasadas de 120° entre si;
- O número de ranhuras por polo e por fase deve ser igual ou menor a dois. Com um valor maior que dois, a bobinagem possui um maior grau de liberdade o que a torna mais complexa;
- Todas as bobinas possuem o mesmo número de espiras e todos os passos de enrolamento tem o mesmo número de ranhuras.

Após a metodologia ser apresentada, ela é aplicada através de um exemplo com o objetivo de auxiliar no entendimento.

A.1.1 Metodologia

O passo de enrolamento deve ser o mais próximo possível dos 180° elétricos do passo polar, onde o fluxo enlaçado pela bobina e a tensão induzida são maximizados. A exceção a essa regra pode ocorrer em motores com o rotor externo onde o número de ranhuras pode ser menor que o número de ímãs.

A metodologia consiste em montar todas as bobinas nas ranhuras após definir um passo de enrolamento, e separar as bobinas por fase através da posição do centro das bobinas, o que representa a defasagem da FEM.

Numerando cada bobina e considerando que cada bobina tem a ranhura de entrada com o mesmo valor de sua numeração (N_b), a ranhura de saída (R_{sib}) pode ser calculada conforme (A.1), onde *if* é a função de comparação e *otherwise* é a função que assume as condições rejeitadas pela comparação.

$$R_{sib} = \begin{cases} (N_b + 1 + S) & \text{if } [(N_b + 1 + S) \leq N_r] \\ (N_b + 1 + S - N_r) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A. 1})$$

A posição do centro de cada bobina (P_b) pode ser calculada através do passo de ranhura, conforme (A.2).

Os ângulos dos centros de bobinas que variam de 0° a 360° são reorganizados em ângulos (P_{bo}) que variam de -180° a 180° , conforme (A.3), onde *floor* é a função de arredondamento para o menor valor.

$$P_b = (N_b - 1) \sigma_r \frac{180}{\pi} \quad (\text{A. 2})$$

$$P_{bo} = \left(\frac{P_b + 180}{360} - \text{floor} \left(\frac{P_b + 180}{360} \right) \right) 360 - 180 \quad (\text{A. 3})$$

Com o objetivo de fazer com que as bobinas de uma mesma fase quando ligadas em série somem sua FEM e quando em ligadas em paralelo não haja circulação de corrente, os ângulos de centro das bobinas reorganizados que possuem o módulo maior que 90° tem seu ponto de ligação invertido, adicionando 180° caso o valor do ângulo for negativo e subtraindo 180° caso o valor do ângulo for positivo.

As ranhuras de entrada das bobinas (R_{eb}) são calculadas por (A.4), as ranhuras de saída das bobinas (R_{sb}) são calculadas por (A.5) e os ângulos de centro das bobinas (P_{bf}) são calculados conforme (A.6).

$$R_{eb} = \begin{cases} R_{sb} & \text{if } (P_{bo} > 90) \\ R_{sb} & \text{if } (P_{bo} < -90) \\ N_b & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A. 4})$$

$$R_{sb} = \begin{cases} N_b & \text{if } (P_{bo} > 90) \\ N_b & \text{if } (P_{bo} < -90) \\ R_{sib} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A. 5})$$

$$P_{bf} = \begin{cases} (P_{bo} - 180) & \text{if } (P_{bo} > 90) \\ (P_{bo} + 180) & \text{if } (P_{bo} < -90) \\ P_{bo} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A. 6})$$

As bobinas das fases são separadas através dos ângulos P_{bf} , onde a quantidade de bobinas por fase (Bob_{ph}) pode ser calculada por (A.7).

$$Bob_{ph} = \frac{N_r}{m} \quad (\text{A. 7})$$

As bobinas com os menores ângulos pertencem a um grupo de fase A. As bobinas com os maiores ângulos pertencem a um grupo de fase B. As bobinas com os ângulos intermediários pertencem a um grupo de fase C.

A.1.2 Exemplo

Para o motor projetado no item 4.10, cujos parâmetros são calculados no item 5.8 é utilizado a metodologia de bobinagem para motores trifásicos aqui proposta.

O motor possui passo de enrolamento igual a um ($S = 1$), e possui a distribuição das bobinas nas ranhuras conforme figura A.1 e os parâmetros são calculados conforme tabela A.1.

As bobinas são separadas por fase através do ângulo final da bobina, os ângulos com valores mais próximos pertencem a mesma fase. Conforme (A.7) obtemos um número de bobinas por fase igual a dois ($6/3 = 2$). Assim, podemos representar o esquema de bobinagem conforme figura A.2.

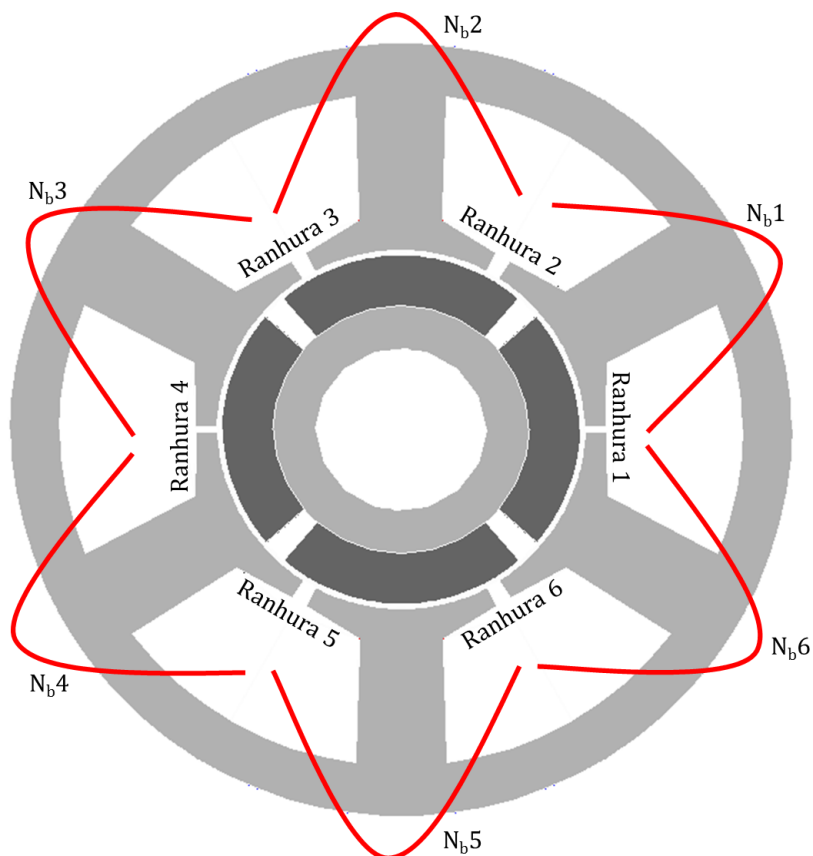


Figura A. 1 – Distribuição das bobinas nas ranhuras exemplo A1 [Autor].

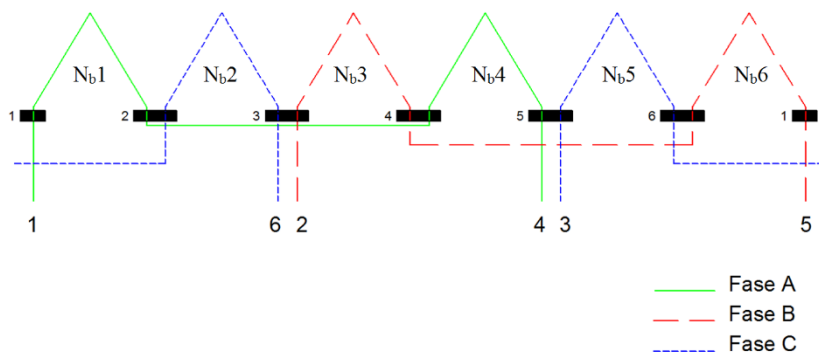


Figura A. 2 – Esquema de ligação exemplo A1 [Autor].

Tabela A. 1- Dados calculados exemplo A1 [Autor].

Variável	N _b	R _e	R _s	P _b	P _{bo}	R _{eb}	R _{sb}	P _{bf}
Equação	-	-	A.1	A.2	A.3	A.4	A.5	A.6
Descrição	Número da bobina	Ranhura inicial de entrada	Ranhura inicial de saída	Ângulo inicial da bobina (° ele.)	Ângulo organizado da bobina	Ranhura final de entrada	Ranhura final de saída	Ângulo final da bobina
Valores	N _b 1	1	2	0	0	1	2	0
	N _b 2	2	3	120	120	3	2	-60
	N _b 3	3	4	240	-120	4	3	60
	N _b 4	4	5	360	0	4	5	0
	N _b 5	5	6	480	120	6	5	-60
	N _b 6	6	7	600	-120	1	6	60

APÊNDICE A2: Metodologia para determinar indutância mútua de entreferro levando em consideração o esquema de bobinagem

O objetivo deste apêndice é apresentar uma metodologia para determinar indutância mútua de entreferro levando em consideração o esquema de bobinagem proposta por HENDERSHOT e MILLER [1].

Para um motor de onda quadrada esta indutância pode ser considerada com um valor aproximado conforme equação (5.22), porém, para uma melhor aproximação, é pode-se adotar esta metodologia proposta.

Nesta metodologia o cálculo é feito entre duas fases, onde cada bobina da fase A é excitada e nas bobinas da fase B é feito o somatório do fluxo, tomando como base a posição de cada bobina.

A.2.1 Organização dos pontos de ligação

Para a organização dos pontos de ligação é necessário uma tabela contendo as ranhuras de saída e de entrada das bobinas da fase A (b1A e b2A respectivamente) e da fase B (b1B e b2B respectivamente), denominada tabela de bobinagem.

Desconsiderando o sentido de enrolamento das bobinas por enquanto, as ranhuras das bobinas com o menor valor são chamadas de Go (GA para fase A e GB para fase B) e as de maior posição são chamados de Return (RA para fase A e RB para fase B), conforme apresenta a figura A.3 onde é representado uma bobina de cada fase. Seguindo uma programação lógica podemos descrever essa organização conforme (A.8) e (A.9).

$$G_A = \begin{cases} b1_A & \text{if } (b1_A < b2_A) \\ b2_A & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A. 8})$$

$$R_A = \begin{cases} b2_A & \text{if } (b1_A < b2_A) \\ b1_A & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A. 9})$$

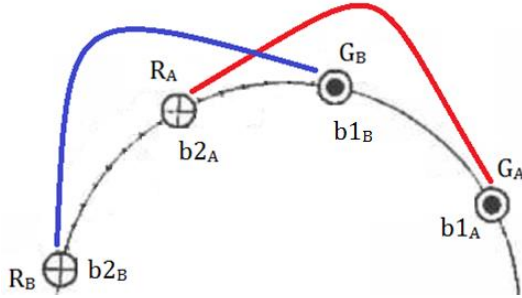


Figura A. 3 – Ângulos de entrelaçamento entre bobinas [1].

As bobinas que tem o sentido de enrolamento invertido nessa organização em relação à tabela de bobinagem são marcadas em um índice (i_A e i_B) para poder ser considerado na somatória do fluxo. Esta programação é apresentada através de (A.10).

$$i_A = \begin{cases} 1 & \text{if } (b1_A > b2_A) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A. 10})$$

Se por exemplo um estator com 12 ranhuras tiver uma bobina ocupando as ranhuras 12 e 1, essa bobina teria sido invertida incorretamente. Como solução a bobina é desinvertida, marcando um índice (Prob_A) e corrigindo o índice i_A gerando um índice ii_A , (A.11), (A.12), (A.13) e (A.14) fazem este procedimento. Para a fase B o mesmo procedimento é executado.

$$\text{Prob}_A = \begin{cases} 1 & \text{if } (|G_A - R_A| \neq S) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A. 11})$$

$$G_A = \begin{cases} G_A & \text{if } (\text{Prob}_A = 0) \\ (G_A - S) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A. 12})$$

$$R_A = \begin{cases} R_A & \text{if } (\text{Prob}_A = 0) \\ G_A & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A. 13})$$

$$ii_A = \begin{cases} 0 & \text{if } (i_A = 1) \\ 1 & \text{if } (i_A = 0) \\ i_A & \text{if } (\text{Prob}_A = 0) \end{cases} \quad (\text{A. 14})$$

A.2.2 Ângulo de entrelaçamento entre bobinas

No caso de duas bobinas de fases diferentes estarem entrelaçadas, conforme figura A.4, o fluxo produzido pela bobina excitada, parte estaria percorrendo um caminho em sentido positivo pela bobina de leitura e parte estaria percorrendo um caminho em sentido negativo pela bobina de leitura, conforme apresenta a figura.

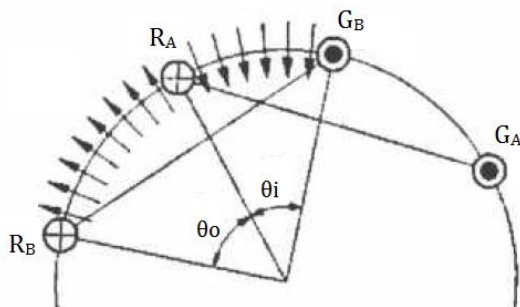


Figura A. 4 – Ângulos de entrelaçamento entre bobinas [1].

Os dois fluxos através da bobina de leitura podem ser calculados a partir do ângulo de entrelaçamento (θ_i) e o de não entrelaçamento (θ_o). Os ângulos são calculados através das seguintes equações:

$$\theta_{1_o} = \begin{cases} (S \sigma_r) \text{ if } (G_B \geq R_A) \\ [[S - (R_A - G_B)] \sigma_r] \text{ if } (G_B < R_A) \end{cases} \quad (\text{A. 15})$$

$$\theta_{2_o} = \begin{cases} (S \sigma_r) \text{ if } (R_B \leq G_A) \\ [[S - (R_B - G_A)] \sigma_r] \text{ if } (R_B < G_A) \end{cases} \quad (\text{A. 16})$$

$$\theta_o = \begin{cases} \theta_{1_o} \text{ if } (R_B > R_A) \\ \theta_{2_o} \text{ if } (R_B < R_A) \end{cases} \quad (\text{A. 17})$$

$$\alpha_1 = (R_A - G_A) \sigma_r \quad (\text{A. 18})$$

$$\theta_i = \alpha_1 - \theta_o \quad (\text{A. 19})$$

A.2.3 Indutância mútua de entreferro

Para o cálculo da indutância mútua entre fases primeiro é necessário calcular a indutância mútua entre bobinas de fases diferentes. Para isto, cada bobina da fase A é excitada de forma separada e é calculado o fluxo através das bobinas da fase B, conforme (A.20). A indutância mútua entre fases é calculada somando os fluxos na fase B gerados pela fase A, conforme (A.21).

No cálculo através de (A.21) é levado em consideração o índice ii_A . Caso a bobina não foi invertida ($ii_A=0$) a mútua é multiplicada pelo valor de 1. Caso a bobina foi invertida ($ii_A=1$) a mútua é multiplicada pelo valor -1.

$$M_{AB} = \frac{L_{STK} \mu_0 N_{bob}^2}{g''} \frac{D_{Si}}{2} \left[\left(1 - \frac{\alpha_1}{2\pi}\right) \theta_i - \frac{\alpha_1}{2\pi} \theta_o \right] \quad (A. 20)$$

$$M_g = \sum_{Bob_{phA}} \sum_{Bob_{phB}} [M_{AB} (1 - 2 ii_A) (1 - 2 ii_B)] \quad (A. 21)$$

APÊNDICE A3: Projeto de motores BLDC com rotor externo.

O objetivo deste apêndice é apresentar um modelo analítico de dimensionamento para motores BLDC com rotor externo.

O princípio de funcionamento e as equações características do motor com rotor externo são semelhantes ao do motor com o rotor interno, porém as equações dos dimensionais do núcleo ferromagnético devem ser adaptadas para esta topologia.

O equacionamento é realizado de uma maneira mais objetiva, adaptando as formulações descritas no trabalho para o motor com o rotor interno. Para um melhor entendimento, sugere-se a consulta das páginas anteriores desta dissertação.

Para o dimensionamento do material ferromagnético do motor é utilizada a nomenclatura mostrada na figura A.5 e a partir dos dados de entrada da tabela A.2 o motor é dimensionado.

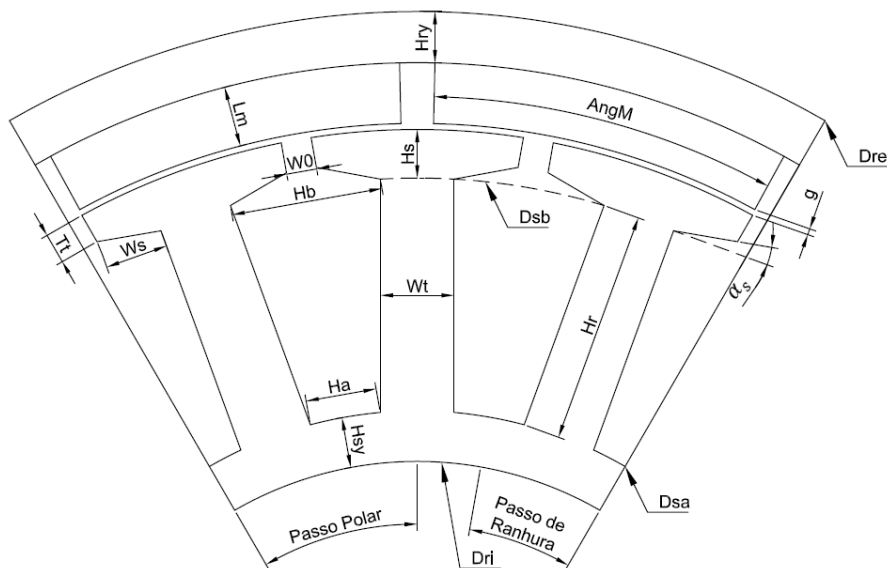


Figura A. 5 – Nomenclatura para o dimensionamento do material ferromagnético do motor com o rotor externo [Autor].

Tabela A. 2- Dados de entrada para o modelo de dimensionamento do motor com o rotor externo [Autor].

Variável	Valor	Unidade
σ_{tan}	3500	Pa
T	3,18	Nm
P_{nom}	1000	W
ω_m	3000	rpm
L_{STK}	30	mm
p	6	-
m	3	-
N_r	18	-
g	0,6	mm
PC	10	-
B_{st}	1,4	T
B_{sy}	1	T
B_{ry}	1	T
B_r	0,425	T
α_B	0,9112	-
h_M	3	mm
f_{LKG}	0,8	-
V_s	310	V
J	2,5	A/mm ²
N_{cam}	2	-
W_0	3	mm
α_s	15	°
k_r	0,5	-
S	1	-

A.3.1 Dimensionamento

A.3.1.1 Diâmetro interno do rotor

$$TRV = 2 \sigma_{tan} = 10000 \text{ Nm/m}^3 \quad (\text{A. 22})$$

$$D_{ri} = \sqrt{\frac{4 T}{TRV L_{STK} \pi}} = 138,9 \text{ mm} \quad (\text{A. 23})$$

$$L_M = g_{PC} = 6 \text{ mm} \quad (\text{A. 24})$$

A.3.1.2 Diâmetro externo do estator

$$D_{se} = D_{ri} - (2 g) = 137,7 \text{ mm} \quad (\text{A. 25})$$

$$r_g = \frac{D_{ri} - g}{2} = 69,45 \text{ mm} \quad (\text{A. 26})$$

$$r_M = \frac{D_{ri}}{2} + \frac{L_M}{3} = 71,45 \text{ mm} \quad (\text{A. 27})$$

A.3.1.3 Passo polar e de ranhura

$$\sigma_p = \frac{2 \pi}{2 p} = 0,3491 \text{ rad} \quad (\text{A. 28})$$

$$\sigma_r = \frac{2 \pi}{N_r} = 0,5236 \text{ rad} \quad (\text{A. 29})$$

A.3.1.4 Indução no entreferro

$$\beta_M = \alpha_B \sigma_p = 0,4771 \text{ rad} \quad (\text{A. 30})$$

$$A_g = \beta_M r_g L_{STK} = 1227 \text{ mm}^2 \quad (\text{A. 31})$$

$$A_M = \beta_M r_M (L_{STK} + 2 h_M) = 994 \text{ mm}^2 \quad (\text{A. 32})$$

$$B_g = f_{LKG} \frac{A_M}{A_g} B_r = 0,4204 \text{ T} \quad (\text{A. 33})$$

A.3.1.5 Constantes k_E e k_T

$$k_E = \frac{V_s}{\omega_0} = 0,881 \text{ V.s/rad} \quad (\text{A. 34})$$

$$k_T = k_E = 0,881 \text{ Nm/A} \quad (\text{A. 35})$$

A.3.1.6 Número de espiras por fase

$$c_M = (\beta_M - \sigma_r) \frac{180}{\pi} = 7,336^\circ \text{ mec} \quad (\text{A. 36})$$

$$d_M = (\sigma_p - \beta_M) \frac{180}{\pi} = 2,664^\circ \text{ mec} \quad (\text{A. 37})$$

$$\theta_M = \frac{1}{2} \left(\sigma_r \frac{180}{\pi} - 2d_M \right) = 7,336^\circ \text{ mec} \quad (\text{A. 38})$$

$$\Phi_{g\theta} = B_g \left[\left(\sigma_r - d_M \frac{\pi}{180} \right) r_g - W_0 \right] L_{STK} = 227,2 \cdot 10^{-6} \text{ Wb} \quad (\text{A. 39})$$

$$\Phi_g = B_g \sigma_r r_g L_{STK} = 305,8 \cdot 10^{-6} \text{ Wb} \quad (\text{A. 40})$$

$$N_{ph} = \frac{k_E/2}{\Phi_{g\theta}} \left(\theta_M \frac{\pi}{180} \right) = 260 \text{ espiras} \quad (\text{A. 41})$$

A.3.1.7 Dimensionamento dos condutores e área da ranhura

$$I_{nom} = \frac{P_{nom}}{E} = 3,49 \text{ A} \quad (\text{A. 42})$$

$$D_{cmin} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \frac{I_{nom}}{J}} = 1,35 \text{ mm} \quad (\text{A. 43})$$

$$S_{ran} = \frac{N_{cam} N_{ph}}{2 p q} \frac{\pi D_c^2}{4} \frac{1}{k_r} = 250 \text{ mm}^2 \quad (\text{A. 44})$$

A.3.1.8 Diâmetro externo do rotor

$$H_{ry} = \frac{\Phi_g}{2 B_{ry} L_{STK}} = 5 \text{ mm} \quad (\text{A. 45})$$

$$D_{re} = D_{ri} + 2 (H_{ry} + L_M) = 160,9 \text{ mm} \quad (\text{A. 46})$$

A.3.1.9 Dentes do estator

$$W_t = \frac{\Phi_g}{B_{st} L_{STK}} = 7,3 \text{ mm} \quad (\text{A. 47})$$

$$W_{0max} = \frac{\pi D_{si} - N_r W_t}{N_r} = 16,73 \text{ mm} \quad (\text{A. 48})$$

$$W_s = \frac{\pi D_{si} - N_r (W_t + W_0)}{2 N_r} = 6,9 \text{ mm} \quad (\text{A. 49})$$

$$H_s = T_t + W_s \tan\left(\alpha_s \frac{\pi}{180}\right) = 4,8 \text{ mm} \quad (\text{A. 50})$$

A.3.1.10 Ranhuras do estator

$$D_{sb} = D_{se} - 2 H_s = 128,1 \text{ mm} \quad (\text{A. 51})$$

$$H_b = \frac{\pi D_{sb} - N_r W_t}{N_r} = 15 \text{ mm} \quad (\text{A. 52})$$

$$H_a = \sqrt{H_b^2 - 4 S_{ran} 10^{-6} \tan\left(\frac{\sigma_r}{2}\right)} = 7 \text{ mm} \quad (\text{A. 53})$$

$$H_r = \frac{D_{sb}}{2} - \frac{H_a + W_t}{\sigma_r} = 23 \text{ mm} \quad (\text{A. 54})$$

$$D_{sa} = D_{sb} - 2 H_r = 82,1 \text{ mm} \quad (\text{A. 55})$$

A.3.1.11 Diâmetro interno do estator

$$H_{sy} = \frac{\Phi_g}{2 B_{sy} L_{STK}} = 5 \text{ mm} \quad (\text{A. 56})$$

$$D_{si} = D_{sa} - 2 H_{sy} = 72,1 \text{ mm} \quad (\text{A. 57})$$

A.3.2 Comparação dos resultados

Após a obtenção dos resultados do dimensionamento eles foram comparados com os resultados das simulações utilizando o MEF de maneira a verificar a eficácia do modelo e comprovar os resultados. Um modelo bidimensional de Elementos Finitos foi obtido e a distribuição do fluxo magnético é mostrada na figura A.6.

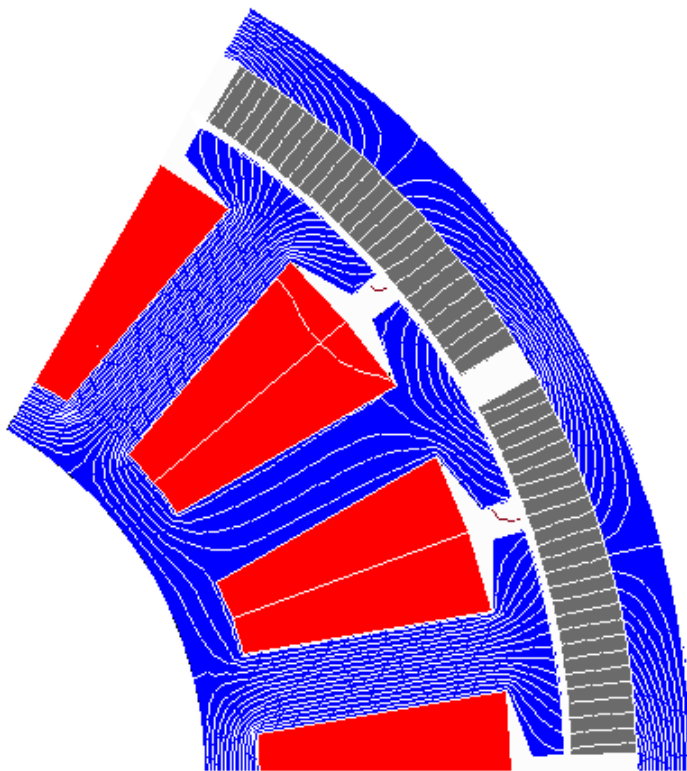


Figura A. 6 – Carta de campo do modelo de otimização [Autor].

Para obter a FEM induzida nos enrolamentos a simulação a vazio foi realizada. O platô da figura A.7 foi obtido para um ciclo elétrico da máquina, com uma amplitude máxima de 265,42 V.

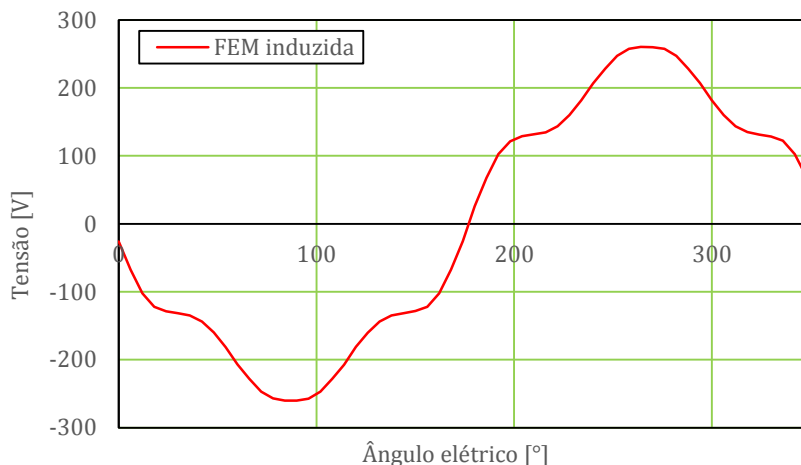


Figura A. 7 – Simulação da FEM induzida nos enrolamento [Autor].

Realizando a simulação com corrente nominal nos enrolamentos a curva de torque da figura A.8 foi obtida. O torque máximo da curva é de 3,11 Nm. Porém, devido às aberturas de ranhura, ao passo de ímã adotado e ao platô da FEM, regiões de vale foram criadas resultando em um torque médio de 2,70 Nm.

A tabela A.3 compara os parâmetros dimensionados e validados por elementos finitos.

Tabela A. 3– Comparação dos resultados [Autor].

Parâmetro	Modelo de Dimensionamento	Elementos Finitos	Diferença (%)
E [V]	279	260,42	6,65
T [Nm]	3,18	3,11	2,2

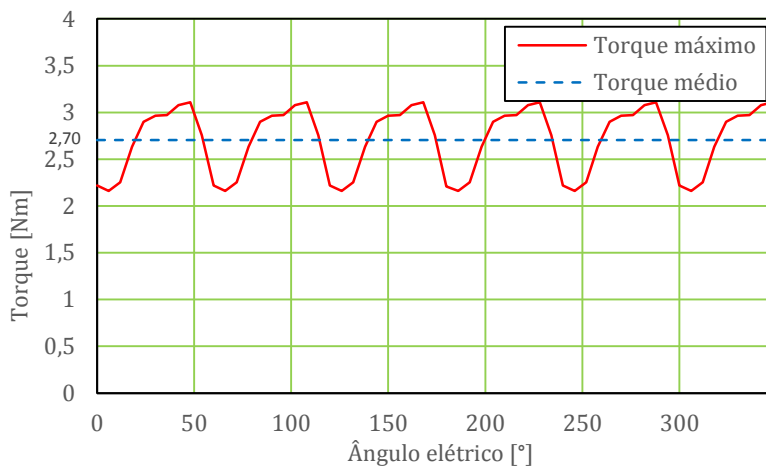


Figura A. 8 – Simulação do torque [Autor].

APÊNDICE A4: Modelo semi-analítico de dimensionamento do motor BLDC com rotor interno.

No quadro A.1 é apresentado o modelo semi-analítico desenvolvido para a otimização do motor BLDC com o rotor interno.

As variáveis da máquina são dimensionadas de maneira independente do ponto de operação. O código possibilita fazer a entrada de dois pontos de operação: ponto de operação A e ponto de operação B. Com isso é possível definir um ponto para uma função objetivo ser otimizada, como o rendimento por exemplo, e verificar seu comportamento em outro ponto de operação.

Quadro A. 1 - Modelo semi-analítico do motor BLDC com rotor interno [Autor]

```
import".\DC.rlt";
circuito=
DC(Br,Hra,Hrb,Hs,Lg,Lm,Lry,Lspdp,Lsy,Mrec,Sdp,Sdpb,Sga,Sgb,Sma,Sm
b,Sry,Ssp,Sspdp,Sspw0,Sst,Ssy,W0);
//#####
//          Constantes Gerais
//#####
//constante mi0 [H/m]
intern mi0=4*pi*1e-7;
//Valor de pi
intern pi=3.141592653;
//#####
//          Modelo Reluctool
//#####
//-----Leitura de Relutâncias-----
//Relutância "a" do dente 2
R_dentea=circuito.R_STa2;
//Relutância "a" do dente 2
R_denteb=circuito.R_STb2;
//Relutância sapata do dente 2
R_dentesapata=circuito.R_SSP2;
//Relutância da coroa estator
R_coroaS=circuito.R_SY1;
//Relutância da coroa rotor
R_coroaR=circuito.R_RY1;
//Relutância entreferro principal
R_Ea=circuito.R_Ea;
```

```

//Relutância entreferro secundário
R_Eb=circuito.R_Eb1;
//Relutância circuito magnético sem dispersão
R_Total=(R_dentea+R_denteb+R_dentesapata+R_Ea)+((R_coroaS+R_de
ntea+R_denteb+R_dentesapata+R_Eb+R_coroaR)/2);
//-----Leitura do Fluxo do circuito magnético-----
//Fluxo no entreferro a [Weber]
Fluxog=circuito.flux_R_Ea;
//Fluxo no dente 2 do estator [Weber]
Fluxost=circuito.flux_R_STa2;
//Fluxo na coroa do estator 1 [Weber]
Fluxosy1=circuito.flux_R_SY1;
//Fluxo na coroa do estator 2 [Weber]
Fluxosy2=circuito.flux_R_SY2;
//Fluxo na coroa do rotor [Weber]
Fluxory1=circuito.flux_R_RY1;
//Fluxo na coroa do rotor [Weber]
Fluxory2=circuito.flux_R_RY2;
//Fluxo disperso 1 [Weber]
Fluxodp1=circuito.flux_R_DP1;
//Fluxo disperso 2 [Weber]
Fluxodp2=circuito.flux_R_DP2;
//Fluxo disperso na abertura de ranhura [Weber]
Fluxow0=circuito.flux_R_Dspw02;
//-----Induções-----
//Induções do circuito magnético
//Indução no entreferro [T]
Bg=Fluxog/(Sga/1000000);
//Indução no dente do estator [T]
Bst=Fluxost/(Sst/1000000);
//Indução na coroa do estator [T]
Bsy=Fluxosy1/(Ssy/1000000);
//Indução na coroa do rotor [T]
Bry=Fluxory1/(Sry/1000000);
//-----Areas-----
//Area do ímã Sul [mm2]
Sma=(angM*pi/180)*((Dr/2)-(2*Lm/3))*(Lstk+(2*hM));
//Beiral do ímã 1/2 da espessura do ímã, maior que isso, muita
dispersão
//hM=(Lm/2);
//Area dos ímãs Norte [mm2]*
Smb=Sma/2;

```

```

//Area do entreferro a [mm2]
Sga=pr*(Dr/2)*Lstk;
//Area do entreferro b [mm2]
Sgb=((((angM*pi/180)/2)*(Dr/2)*Lstk)-Sdpb;
//Area do dente [mm2]
Sst=Wt*Lstk;
//Area da coroa do estator [mm2]
Ssy=Hsy*Lstk;
//Area da coroa do rotor [mm2]
Sry=Hry*Lstk;
//Area da sapatas polares [mm2]
Ssp=(Wt+Ws)*Lstk;
//-----Sapata do dente dispersão-----
Lspdp=Ws;
Sspdp=Tt*Lstk;
//Area da dispersão [mm2]
Sdp=((pp-pr-(dM*pi/180))*(Dr/2)-W0)/2)*Lstk;
//Area da dispersão [mm2]
Sdpb=Sdp/2;
//Area da dispersão de abertura de ranhura[mm2]
Sspw0=(Hs-Tt)*Lstk;
//-----Divisão do comprimento do dente do estator-----
//Relaciona comprimento do dente com duas medidas
//Fator
fhr=0.5;
//Medida "a" da ranhura [mm] onde [Hr - altura total]
Hra=fhr*Hr;
//Medida "b" da ranhura [mm] onde [Hr - altura total]
Hrb=(1-fhr)*Hr;
//-----Comprimento do caminho das coroas e entreferro-----
//Coroa do estator [mm]
Lsy=pr*((Dsb/2)+((Dse-Dsb)/2));
//Coroa do rotor [mm]
Lry=pr*((Dr/2)-((Dr-Dri)/2));
//Entreferro [mm]
Lg=g;
//#####
//          Modelo Elétrico
//#####
//-----Ponto de trabalho do ímã-----
//Hm [A/m]
Hm=(-Bm+Br)/mi0;

```



```

//Fluxo pelo ímã [Weber]
Fm=circuito.flux_R_Sul;
//Bm [T] onde [ hM - beiral do ímã] onde Sma é area do ímã em 1/3 de
sua altura
Bm=Fm/(Sma/1000000);
//PC
PC=Bm/(mi0*Hm);
//Apenas para comparar
Bm12=Fm/(Sm12/1000000); //apenas para comparar
Bm1=Fm/(Sm1/1000000); //apenas para comparar
Sm12=(angM*pi/180)*((Dr/2)-(Lm/2))*(Lstk+(2*hM)); //Area na
metade do ímã
Sm1=(angM*pi/180)*(Dr/2)*(Lstk+(2*hM)); //Area na
superfície do ímã
//-----Condutores-----
//Numero de condutores na ranhura
Ncr=Z/Nr;
//Secao de cobre na ranhura [mm2]
Scu=Ncr*Sfio;
//Jfio densidade de corrente no fio (A/mm2)
Jfio=Inom/Sfio;
//Dfio Diametro dos condutores (mm2)
Dfio=sqrt(4/pi*Sfio);
//Fator de enchimento de ranhura
kr=Scu/Sran;
//Ncf numero de condutores por fase
Ncf=Z/3;
//Nb numero de bobinas
Nb=Nr;
//Neb numero de espiras por bobina
Neb=Z/(2*Nb);
//Nef numero de espiras por fase
Nef=Z/(2*m);
//Jn densidade de corrente na ranhura (A/mm2)
Jb=(Ncr*Inom)/Sran;
//Corrente Nominal = Corrente magnetizante + corrente perdas no
ferro
Imag=Inom-Ipfe;
//-----Tensão de Linha E -----
//Não há variável livre para eliminar o valor implícito (Cimp=0)
//Eq. conforme linha 89 de gip_SML [Cimp=Ir-Vfn_rms/RL;]
//Valor de E [V]

```

```

Cimp=E-(Vs-Er);
//Tensão de linha E
E=2*Fluxoph*omegam/(tetaM*(pi/180));
//Queda de tensão na resistência
Er=2*Rph*Inom;
//Corrente nas perdas no ferro (em paralelo com a reatância
magnetizante conforme circuito equivalente de máquina síncrona)
Ipfe=Pfet_carga/E;
//-----Constante kE -----
//Wnom, rotação em rpm, omegam [rad/s]
omegam=Wnom*2*pi/60;
//Constante kE [V/(rad/s)]
kE=E/omegam;
//-----Variação do Fluxo nas bobinas-----
//Angulo de abertura dos ímãs [ºmec]
angM=fiB*180/p;
//Angulo de rotação do ímã sem variação do fluxo no dente [ºmec]
cM=angM-(pr*(180/pi));
//Angulo de rotação com variação do fluxo de apenas um ímã no dente
[ºmec]
dM=(pp*(180/pi))-angM;
//Angulo de rotação com variação do fluxo máxima no dente até zero,
com dois ímãs [ºmec]
tetaM=((pr*(180/pi))-(2*dM))/2;
//Relação entre fluxo máximo e fluxo que começa a inclinação máxima
do fluxo enlaçado
relF=1-(dM*pi/180)/pr;
//Fluxo que começa a inclinação máxima do fluxo enlaçado [Weber]
FluxoE_area=((pr-(dM*pi/180))*(Dr/2)-W0)*Lstk;
FluxoE=Bm1*FluxoE_area/1e6;
//Fluxo por fase [Weber]
Fluxoph=(FluxoE-Fluxow0)*Nef;
//-----Potência e Torque nominal-----
//Potência nominal do motor [A]
Pnom=E*Imag;
//Torque nominal do motor [A]
T=Pnom/omegam;
#####
//          Modelo Mecânico
#####
//-----Passo de ranhura e passo polar-----
//Calcula número de ranhuras por fase e por polo

```

```

Nr=2*p*q*m;
//Calcula passo de ranhura [rad]
pr=2*pi/Nr;
//Calcula passo polar [rad]
pp=pi/p;
//-----Diâmetro Rotor-----
//Volume do rotor [mm3]
Vr=pi*(pow(Dr,2)/4)*Lstk;
//Torque por volume do rotor
TRV=T/(Vr*1e-9);
//Diâmetro interno do rotor [mm]
Dri=Dr-(2*(Hry+Lm));
//-----Diâmetro interno estator-----
//Diâmetro interno do estator [mm]
Dsi=Dr+(2*g);
//-----Sapata do dente dente estator-----
//Altura do bico da sapata do dente [mm] onde [W0 - Abertura da
ranhura]
//Tt=W0;
//Largura da sapata do dente [mm] onde [Wt - Largura do dente]
Ws=((pr*(Dsi/2))-(Wt+W0))/2;
//Altura da sapata do dente [mm] onde [fis - ângulo de união do bico da
sapata do dente com o dente]
Hs=Tt+(Ws*tan(fis*pi/180));
//-----Ranhura estator-----
//Diâmetro de começo da ranhura [mm]
Dsa=Dsi+(2*Hs);
//Altura da ranhura [mm]
Hr=2*Sran/(Ha+Hb);
//Largura da ranhura no começo da ranhura [mm]
Ha=(pr*(Dsa/2))-Wt;
//Largura da ranhura no final da ranhura [mm]
Hb=sqrt(4*tan(pr/2)*Sran+pow(Ha,2));
//Diâmetro de fim da ranhura [mm]
Dsb=Dsa+(2*Hr);
//-----Diâmetro externo estator-----
//Diâmetro externo do estator [mm]
Dse=Dsb+(2*Hsy);
//raio efetivo do motor [mm]
Htotal=(Dse-Dri)/2;

```

```

//#####
//          Parâmetros Físicos
//#####
//-----Resistência de fase-----
//Volta da cabeça de bobina enrolamento concentrado [mm]
Dend=((Dsb-Hr)/2)*pr;
//comprimento médio [m]
lc=Nef*2*(Dend+Lstk)*1.2/1000;
//Condutividade do cobre [S/m]
intern cc=5.81*1e7;
//Resistência de fase [ohm]
Rph=(lc/(cc*(Sfio/1e6)));
//-----Fator de Carter-----
//Passo de ranhura [mm]
prm=pr*Dsi/2;
//Fator de Carter
kcs=(prm*(W0+(5*g)))/((W0*prm)+(5*g*prm)-(pow(W0,2)));
//-----Indutâncias-----
//Indutância própria [H]
L_Lg=(mi0*pow(Nef,2)*Lstk*1e-3*pi*(Dr*1e-
3/2))/(2*pow(p,2)*((g*kcs)+(Lm/Mrec))*1e-3);
//Indutância mútua [H]
L_Mg=L_Lg/3;
//Indutância dispersão de ranhura [H]
L_Lu=Nr*mi0*(Lstk/1e3)*pow((Ncr,2)*(1/m)*((Hr/(3*(Ha+Hb)/2))+
(Tt/W0)));
//Indutância mútua dispersão de ranhura [H]
L_Mu=Nr*mi0*(Lstk/1e3)*pow((Ncr/2,2)*(1/m)*((Hr/(3*(Ha+Hb)/2
)))+(Tt/W0)));
//Indutância de cabeça de bobina enrolamento concentrado
GMD=0.447/sqrt((Sran/1e6));
L_Lend=(Nr/m)*mi0*pow((Nef/(Nr/m)),2)*(Dend/1e3)*log((4*Dend/
GMD)-2)/2;
//indutancia por fase
L_Laa=L_Lg+L_Lu+L_Lend;
//indutancia sincrona
L_Lsync=L_Laa-L_Mg-L_Mu;
//reatancia sincrona
Xs=L_Lsync*2*pi*f;
//#####
//          Volume e Peso
//#####

```

```

//-----Area (Pedido Labmat)-----
//Area rotor [mm2]
a_rotor=(pi*(pow(ax,2)-pow(Dri,2))/4);
//Area coroa [mm2]
a_coroa=(pi*(pow(Dse,2)-pow(Dsb,2))/4);
//Area dente sem sapata [mm2]
a_1dente=Wt*Hr;
//Area da sapata dente [mm2]
a_1sapata=(Wt*Hs)+(2*Tt*Ws)+(2*(Hs-Tt)*Ws/2);
//Area de dente + sapata [mm2]
a_t_1dente=a_1dente+a_1sapata;
//Area coroa + dente [mm2]
a_coroa_dentes=(Nr*a_1dente)+a_coroa;
//-----Volume-----
//Volume do rotor sem ímãs [m3]
intern ax=(Dr-2*Lm);
v_rotor=a_rotor*Lstk/1e9;
//Volume 1 dente [m3]
v_dente=(a_t_1dente)*Lstk/1e9;
//Volume coroa estator com jugo [m3]
v_coroa=a_coroa*Lstk/1e9;
//Volume total estator [m3]
v_estator=v_coroa+(Nr*v_dente);
//Volume de ímãs [m3]
v_imas=(pi*(pow(Dr,2)-pow(ax,2))/4)*(Lstk+(2*hM))/1e9;
//Volume do cobre [m3]
v_cobre=m*lc*Sfio/1e6;
//-----Massa específica-----
//Cobre [kg/m3]
me_cobre=8920;
//ferro [kg/m3]
me_ferro=7650;
//Ímãs [kg/m3]
me_ima=7600;
//-----Peso-----
//Massa do rotor sem ímãs [kg]
m_rotor=v_rotor*me_ferro;
//Massa do dente [kg]
m_dente=v_dente*me_ferro;
//Massa do coroa com jugo [kg]
m_coroa=v_coroa*me_ferro;

```

```

//Massa do estator [kG]
m_estator=v_estator*me_ferro;
//Massa dos ímãs [kG]
m_imas=v_imas*me_ima;
//Massa do cobre [kG]
m_cobre=v_cobre*me_cobre;
//Massa do rotor completo [kG]
m_totalrotor=m_rotor+m_imas;
//Massa do estator completo [kG]
m_totalestator=m_estator+m_cobre;
//Massa do motor completo [kG]
m_totalmotor=m_totalrotor+m_totalestator;
//#####
//          Custos
//#####
//-----Preço dos materias em USD-----
c_dolar_cobre=8;
c_dolar_aluminio=6;
c_dolar_ima=7;
c_dolar_fer=1;
//-----Custo-----
c_motor_fer=(m_rotor+m_estator)*c_dolar_fer;
c_motor_ima=(m_imas)*c_dolar_ima;
c_motor_cobre=(m_cobre)*c_dolar_cobre;
c_motor=c_motor_fer+c_motor_ima+c_motor_cobre;
//#####
//          Perdas
//#####
//-----Perda Joule-----
//Perda Joule [W]
Pj=2*Rph*pow(Inom,2);
//-----Fatores de perdas para cálculo de perdas no ferro-----
// Coeficiente de perdas por correntes parasitas
Kc=16.7e-5;
//Coeficiente de perdas por histerese
alfa_c=2.0987;
//Coeficiente de perdas por histerese
Kh=0.1278;
//Coeficiente de perdas por histerese
alfa_hist=1.7523;
//frequência dos pulsos elétricos
f=Wnom*p/60;

```

```

//-----Perdas por quilo-----
//Perdas por quilo na coroa do estator -> B senoidal [Bertotti] (eq. 3.8
Tese Jhoe) [W/kG]
pfe_coroa_histerese=Kh*f*pow(Bsy,alfa_hist);
pfe_coroa_foucault=Kc*pow(f,2)*pow(Bsy,alfa_c);
pfe_coroa=pfe_coroa_histerese+pfe_coroa_foucault;
//Perdas por quilo no dente do estator -> B trapezoidal [Amar e Protat]
(eq. 3.20 Tese Jhoe) [W/kG]
pfe_dente_histerese=Kh*f*pow(Bst,alfa_hist);
pfe_dente_foucault=Kc*pow(Fc,2)*pow(f,2)*pow(Bst,alfa_c);
pfe_dente=pfe_dente_histerese+pfe_dente_foucault;
//Fator de forma (eq. 3.16 Tese Jhoe)
Fc=2/(pi*sqrt(f)*sqrt(tal_Fc));
//tempo de variação da indução
intern ax3=(2*(tetaM+(dM/2)))/(360/p);
tal_Fc=ax3*(1/f)/2;
//-----Perdas totais-----
//Perda total nos dentes [W]
Pfet_dente_histerese=pfe_dente_histerese*Nr*m_dente;
Pfet_dente_foucault=pfe_dente_foucault*Nr*m_dente;
Pfet_dente=pfe_dente*Nr*m_dente;
//Perda total na coroa [W]
Pfet_coroa_histerese=pfe_coroa_histerese*m_coroa;
Pfet_coroa_foucault=pfe_coroa_foucault*m_coroa;
Pfet_coroa=pfe_coroa*m_coroa;
//Perda no ferro total [W]
Pfet_histerese=Pfet_dente_histerese+Pfet_coroa_histerese;
Pfet_foucault=Pfet_dente_foucault+Pfet_coroa_foucault;
Pfet_vazio=Pfet_dente+Pfet_coroa;
Pfet_carga=2*Pfet_vazio;
//Perdas Totais [W]
Perdas=Pj+Pfet_carga;
//-----Eficiência-----
//Potência Eletromagnética
Ptot=Pnom+Perdas;
Eficiencia=Pnom/Ptot;
Eficiencia_custo=(Eficiencia*100)/c_motor;
Eficiencia_massa=(Eficiencia*10)/m_totalmotor;
Eficiencia_m_cobre=(Eficiencia*10)/m_cobre;
Eficiencia_m_ferro=(Eficiencia*10)/(m_estator+m_rotor);
Eficiencia_m_ima=(Eficiencia*10)/m_imas;

```

```

//#####
//  Rendimento caso A
//#####
//-----Potência e Torque nominal-----
//Wnom, rotação em rpm, omegam [rad/s]
A_omegam=A_Wnom*2*pi/60;
//E [V]
A_E=kE*A_omegam;
//Potência do motor [W]
A_Pnom=A_Tnom*A_omegam;
//Corrente [A]
A_Imag=A_Pnom/A_E;
//Corrente Total [A]
A_Inom=A_Imag+A_Ipfe;
//Densidade de Corrente [A/mm2]
A_J=A_Inom/Sfio;
//Jn densidade de corrente na ranhura (A/mm2)
A_Jb=(Ncr*A_Inom)/Sran;
//Corrente Total [A]
A_Ipfe=A_Pfet_carga/A_E;
//frequência dos pulsos elétricos
A_f=A_Wnom*p/60;
//-----Perda Joule-----
//Perda Joule [W]
A_Pj=2*Rph*pow(A_Imag,2);
//-----Perdas no ferro-----
//Perdas por quilo na coroa do estator [W/kg]
A_pfe_coroa_histerese=Kh*A_f*pow(Bsy,alfa_hist);
A_pfe_coroa_foucault=Kc*pow(A_f,2)*pow(Bsy,alfa_c);
A_pfe_coroa=A_pfe_coroa_histerese+A_pfe_coroa_foucault;
//Perda total na coroa [W]
A_Pfet_coroa=A_pfe_coroa*m_coroa;
//Perdas por quilo no dente do estator [W/kg]
A_pfe_dente_histerese=Kh*A_f*pow(Bst,alfa_hist);
A_pfe_dente_foucault=Kc*pow(A_Fc,2)*pow(A_f,2)*pow(Bst,alfa_c);
A_pfe_dente=A_pfe_dente_histerese+A_pfe_dente_foucault;
//Fator de forma (eq. 3.16 Tese Jhoe)
A_Fc=2/(pi*sqrt(A_f)*sqrt(A_tal_Fc));
//tempo de variação da indução
A_tal_Fc=ax3*(1/A_f)/2;
//Perda total nos dentes [W]
A_Pfet_dente=A_pfe_dente*Nr*m_dente;

```



```

//Perda total [W]
A_Pfet_vazio=A_Pfet_dente+A_Pfet_coroa;
A_Pfet_carga=A_Pfet_vazio+((A_Imag/Imag)*A_Pfet_vazio);
//-----Rendimento-----
A_Eficiencia=A_Pnom/(A_Pnom+A_Pj+A_Pfet_carga);
#####
//          Redução do torque di/dt
#####
Vs2=Vs-(2*Rph*A_Inom);
tf1=(3*L_Lsync*A_Inom)/(Vs2+A_E);
tf2=(L_Lsync*A_Inom)/(Vs2-A_E);
Tper=1/A_f;
dTb=A_Tnom*((Vs-(2*A_E))/(Vs2+A_E));
A_Tmed=((dTb/2)+A_Tnom)*tf2/Tper)+(A_Tnom*(Tper-tf2)/Tper);
#####
//          Rendimento caso B
#####
//-----Potência e Torque nominal-----
//Wnom, rotação em rpm, omegam [rad/s]
B_omegam=B_Wnom*2*pi/60;
//E [V]
B_E=kE*B_omegam;
//Potência do motor [W]
B_Pnom=B_Tnom*B_omegam;
//Corrente [A]
B_Imag=B_Pnom/B_E;
//Corrente Total [A]
B_Inom=B_Imag+B_Ipfe;
//Densidade de Corrente [A/mm2]
B_J=B_Inom/Sfio;
//Jn densidade de corrente na ranhura (A/mm2)
B_Jb=(Ncr*B_Inom)/Sran;
//Corrente Total [A]
B_Ipfe=B_Pfet_carga/B_E;
//frequência dos pulsos elétricos
B_f=B_Wnom*p/60;
//-----Perda Joule-----
//Perda Joule [W]
B_Pj=2*Rph*pow(B_Imag,2);
//-----Perdas no ferro-----
//Perdas por quilo na coroa do estator [W/kg]
B_pfe_coroa_histerese=Kh*B_f*pow(Bsy,alfa_hist);

```

```

B_pfe_coroa_foucault=Kc*pow(B_f,2)*pow(Bsy,alfa_c);
B_pfe_coroa=B_pfe_coroa_histerese+B_pfe_coroa_foucault;
//Perda total na coroa [W]
B_Pfet_coroa=B_pfe_coroa*m_coroa;
//Perdas por quilo no dente do estator [W/kg]
B_pfe_dente_histerese=Kh*B_f*pow(Bst,alfa_hist);
B_pfe_dente_foucault=Kc*pow(B_Fc,2)*pow(B_f,2)*pow(Bst,alfa_c);
B_pfe_dente=B_pfe_dente_histerese+B_pfe_dente_foucault;
//Fator de forma (eq. 3.16 Tese Jhoe)
B_Fc=2/(pi*sqrt(B_f)*sqrt(B_tal_Fc));
//tempo de variação da indução
B_tal_Fc=ax3*(1/B_f)/2;
//Perda total nos dentes [W]
B_Pfet_dente=B_pfe_dente*Nr*m_dente;
//Perda total [W]
B_Pfet_vazio=B_Pfet_dente+B_Pfet_coroa;
B_Pfet_carga=B_Pfet_vazio+((B_Imag/Imag)*B_Pfet_vazio);
//-----Rendimento-----
B_Eficiencia=B_Pnom/(B_Pnom+B_Pj+B_Pfet_carga);
B_Eficiencia_custo=(B_Eficiencia*100)/c_motor;
B_Eficiencia_massa=(B_Eficiencia*10)/m_totalmotor;
//#####
//      Modelo Térmico Ponto Dimensionado
//#####
//-----Importação ThermoTool-----
import ".\ThermoTool\Termicoc\TermicocGeneratedSolver.class";
import ".\ThermoTool\mipseMatrixes.jar";
import ".\ThermoTool\bibMageMatrix.jar";
[Tculexterne,Tculasse,TdentBas,TdentMilieu,TdentHaut,TbobBas,Tbob
Milieu,TbobHaut]
=
compute_Termicoc([Rconv,Rculasse1,Rculasse2,lambda_Fer,e_Rdent,S_
Rdent,lambda_Rbob,e_Rbob,S_Rbob1,S_Rbob2,lambda_Isol,e_Risolcul,S_
Risolcul,e_Risoldent,S_Risoldent],[Mass,Tamb],[Icul,Ibob4,Ibob5,Ibob6,I
dent,Ibob1,Ibob2,Ibob3]);
//Variável necessária para o cálculo do Thermotool, sem valor
intern Mass=0.0;
//-----Perdas do modelo (1 ranhura)-----
//Cálculo das perdas no ferro da coroa do estator (1 ranhura)
Icul=(2*B_Pfet_coroa)/Nr;
//Cálculo das perdas no ferro do dente (1 ranhura)
Ident=(2*B_Pfet_dente)/Nr;

```

```

//Cálculo das perdas no enrolamento (1 ranhura)
Ibob1=B_Pj/(Nr*6);
//Perdas nos enrolamentos são iguais (1 ranhura)
Ibob2=Ibob1;
Ibob3=Ibob2;
Ibob4=Ibob3;
Ibob5=Ibob4;
Ibob6=Ibob5;
//-----Coeficiente de condução térmica [W/mm/K]-----
lambda_Rbob=0.8*1e-3; //da bobina
lambda_Fer=30*1e-3; //do ferro
lambda_Isol=0.27*1e-3; //do isolante
//-----Parâmetros das resistências térmicas das bobinas-----
//Resistência das bobinas - comprimento [mm]
e_Rbob=(Hr/2);
//Resistência das bobinas - area parte superior [mm2]
S_Rbob1=Lstk*((Ha+Hb)/4);
//Resistência das bobinas - area parte inferior [mm2]
S_Rbob2=Lstk*(Ha/2);
//-----Parâmetros das resistências térmicas do dente-----
//Resistência do dente - comprimento [mm]
e_Rdent=(Hr/2);
//Resistência do dente - area [mm2]
S_Rdent=Lstk*Wt;
//-----Parâmetros das resistências térmicas do isolante-----
//Resistência do isolante entre bobina e coroa - comprimento [mm]
e_Risolcul=1;
//Resistência do isolante entre bobina e coroa - area [mm2]
S_Risolcul=Lstk*((pr*Dsb/2)-Wt)/2;
//-----Parâmetros das resistências térmicas do isolante-----
//Resistência do isolante entre bobina e dente - comprimento [mm]
e_Risoldent=1;
//Resistência do isolante entre bobina e dente - area [mm2]
S_Risoldent=Lstk*Hr/2;
//-----Resistências térmicas da coroa-----
//Resistência térmica 1 da coroa
Rculasse1=(1/lambda_Fer)*(Nr/(2*pi*Lstk))*log(Dse/(Dse-Hsy));
//Resistência térmica 2 da coroa
Rculasse2=(1/lambda_Fer)*(Nr/(2*pi*Lstk))*log((Dse-Hsy)/(Dse-
(2*Hsy)));

```

```

//#####
//          Modelo Térmico Ponto A
//#####
//-----Importação ThermoTool-----
import ".\ThermoTool/PontoA/PontoAGeneratedSolver.class";
[ATculexterne,ATculasse,ATdentBas,ATdentMilieu,ATdentHaut,ATbob
Bas,ATbobMilieu,ATbobHaut] =
compute_PontoA([Rconv,Rculasse1,Rculasse2,lambda_Fer,e_Rdent,S_R
dent,lambda_Rbob,e_Rbob,S_Rbob1,S_Rbob2,lambda_Isol,e_Risolcul,S_R
isolcul,e_Risoldent,S_Risoldent],[Mass,Tamb],[Aicul,Albob4,Albob5,Alb
ob6,Aident,Albob1,Albob2,Albob3]);
//-----Perdas do modelo (1 ranhura)-----
//Cálculo das perdas no ferro da coroa do estator (1 ranhura)
Aicul=(2*A_Pfet_coroa)/Nr;
//Cálculo das perdas no ferro do dente (1 ranhura)
Aident=(2*A_Pfet_dente)/Nr;
//Cálculo das perdas no enrolamento (1 ranhura)
Albob1=A_Pj/(Nr*6);
//Perdas nos enrolamentos são iguais (1 ranhura)
Albob2=Albob1;
Albob3=Albob2;
Albob4=Albob3;
Albob5=Albob4;
Albob6=Albob5;

```

APÊNDICE A5: Projeto do motor do exemplo de otimização com a constante k_E otimizada para o ponto de operação de 0,7 Nm e 3000 rpm.

A.5.1 Otimização

Para realizar o projeto com a constante k_E otimizada para o ponto de operação de 0,7 Nm e 3000 rpm foram restritas as variáveis de entrada conforme tabela A.4 (onde as variáveis com um faixa de variação são organizadas da seguinte forma: “valor inicial” [“faixa de variação”]) e as variáveis de saída conforme tabela A.5. Foram necessárias 23 iterações e aproximadamente 0,375 s para se obter a função objetivo de maximizar o rendimento. Os resultados dimensionais do modelo de otimização são apresentados na tabela A.6 e os parâmetros físicos são apresentados na tabela A.7.

Tabela A. 4- Variáveis de entrada do modelo de otimização.

Variável	Valor	Unidade
A_{ω_m}	3000	rpm
A_T	0,7	mm
h_{ale}	12	mm
l_{m_ale}	5	mm
N_{ale}	30	-
B_r	0,425	T
D_r	25 [2-80]	mm
α_B	0,9112	-
α_s	15	°
ep_{carter}	7	mm
g	0,6	mm
H_{ry}	6 [4-15]	mm
H_{sy}	6 [4-15]	mm
I_{nom}	1 [0,1-2]	A
L_{ale}	90	mm
L_M	6 [5-14]	mm

L_{STK}	30 [30-35]	mm
p	2	-
q	0,5	-
S_{fio}	0,7 [0,1-2]	mm ²
S_{ran}	300 [100-10000]	mm ²
T_{amb}	50	°C
V_s	310	V
V_v	1	m/s
W_0	3 [3-4]	mm
ω_m	[3000-7000]	rpm
W_t	10 [5-15]	mm
Z	2100 [100-10000]	-

Tabela A. 5- Variáveis de saída restritas do modelo de otimização.

Variável	Valor	Unidade
B_{ry}	0,5-1,4	T
B_{st}	0,8-1,4	T
B_{sy}	0,8-1,4	T
η	90-100	%
J	2,5-4	A/mm ²
k_r	0,3-0,5	-
PC	(-9,5)-(-10)	-
P_{nom}	205-300	W
TRV	7000-14000	Nm/m ³

Tabela A. 6- Resultados dimensionais do modelo de otimização.

Variável	Valor	Unidade
σ_{tan}	3800	Pa
TRV	7600	Nm/m ³
T	0,775	Nm
P_{nom}	300	W
ω_m	3695	rpm

L_{STK}	30	mm
p	2	-
m	3	-
N_r	6	-
g	0,6	mm
PC	-10	-
B_{st}	1,04	T
B_{sy}	0,8	T
B_{ry}	1,40	T
B_r	0,425	T
β_M	1,431	rad
h_M	3	mm
V_s	310	V
J	2,5	A/mm ²
N_{cam}	2	-
W_0	3	mm
α_s	15	°
k_r	0,5	-
S	1	-
D_r	65,76	mm
L_M	6,10	mm
D_{si}	67,0	mm
σ_p	1,571	rad
σ_r	1,047	rad
α_B	0,9112	rad
A_g	1032	mm ²
A_M	1237	mm ²
B_g	0,395	T
c_M	22	°
d_M	8	°
θ_M	22	°

Φ_g	$4,07.10^{-4}$	Wb
Φ_{dp}	$0,35.10^{-4}$	Wb
N_{ph}	553	Espiras
I_{nom}	0,92	A
D_c	0,71	mm
S_{ran}	443	mm ²
H_{ry}	5,70	mm
L_m	6,10	mm
D_{ri}	42,22	mm
W_t	13,0	mm
W_s	9,55	mm
H_s	5,55	mm
D_{sa}	78,01	mm
H_a	27,91	mm
H_b	42,46	mm
H_r	12,60	mm
D_{sb}	103,26	mm
H_{sy}	8,50	mm
D_{se}	120,25	mm

Tabela A. 7- Parâmetros físicos dos resultados do modelo de otimização.

Variável	Valor	Unidade
E	304,05	V
k_E	0,786	V/(rad/s)
L_g	23,25	mH
M_g	7,75	mH
L_{ds}	25,85	mH
M_{ds}	6,46	mH
GMD	9,41	mm
D_{end}	22,06	mm
L_{end}	19,41	mH
L_{sync}	54,30	mH

l_c	69,2	m
R_{ph}	3,05	Ω
V_{ry}	$2,58.10^{-5}$	m^3
V_{st} (1 dente)	$0,95.10^{-5}$	m^3
V_{sy}	$8,94.10^{-5}$	m^3
V_m	$3,45.10^{-5}$	m^3
V_{cu}	$0,83.10^{-4}$	m^3
P_j	4,95	W
P_{fsy}	1,27	W
τ	$3,17.10^{-3}$	s
F_c	1,13	-
P_{fst}	1,56	W
η	95,5	%
h_{conv}	15,3	W/m ² /K
T_{bob}	57,65	°C

A.5.2 Comparação dos resultados

Através do modelo dinâmico do Matlab é possível plotar a curva de torque nominal *versus* rotação, conforme figura A.9. Através dessa figura é possível observar as regiões de operação que o motor projetado com a constante k_E otimizada para 0,7 Nm e 3000 rpm pode alcançar.

Após a obtenção dos resultados do dimensionamento eles foram comparados com os resultados das simulações utilizando o MEF. Assim, é possível verificar comprovar os resultados.

Para obter a FEM induzida nos enrolamentos a simulação a vazio foi realizada. O platô da figura A.10 foi obtido para um ciclo elétrico da máquina, com uma amplitude máxima de 307,2 V.

Realizando a simulação com corrente nominal nos enrolamentos a curva de torque da figura A.11 foi obtida. O torque máximo da curva é de 7,1 Nm. Porém, devido às aberturas de ranhura, ao passo de ímã adotado e ao platô da FEM, regiões de vale foram criadas resultando em um torque médio de 0,66 Nm.

A tabela A.8 compara os parâmetros dimensionados e validados por elementos finitos.

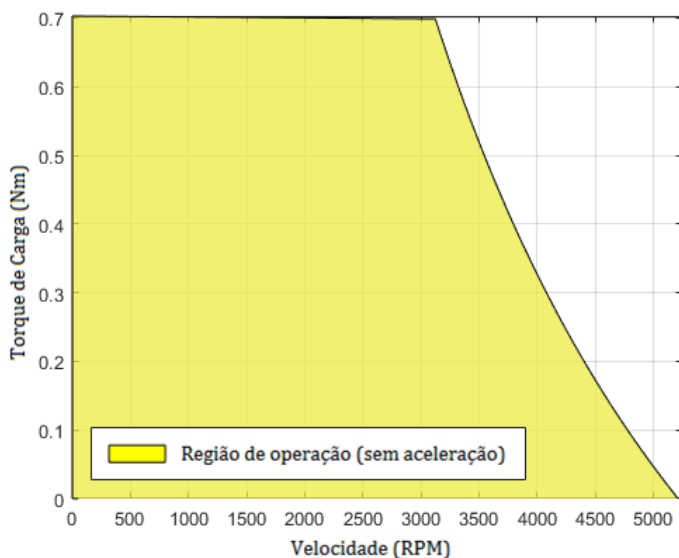


Figura A. 9 – Curva de torque nominal versus rotação obtida a partir do modelo [Autor].

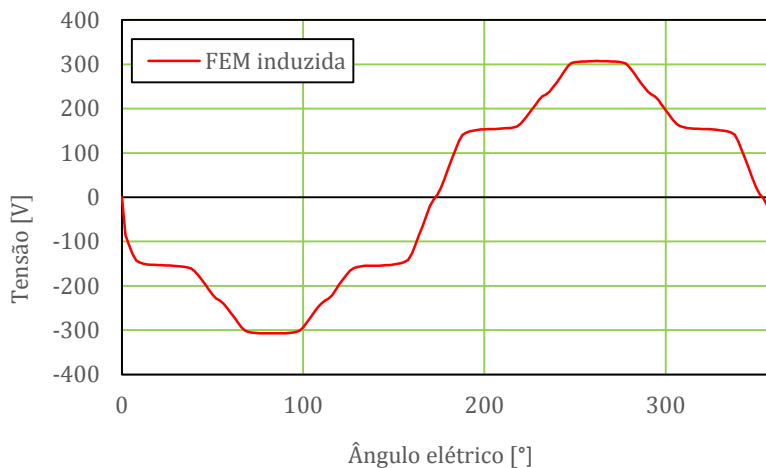


Figura A. 10 – Simulação da FEM induzida nos enrolamento [Autor].

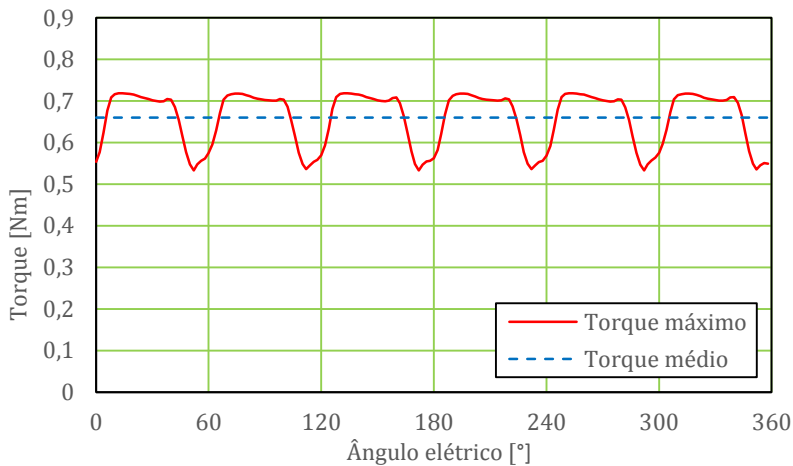


Figura A. 11 – Simulação do torque [Autor].

Tabela A. 8- Comparação dos resultados [Autor].

Parâmetro	Modelo de Dimensionamento	Elementos Finitos	Diferença (%)
E [V]	304,05	307,15	1,0
T [Nm]	0,7	0,71	1,4